

# MAXIM Engineering Journal

Volume trente-cinq

<b>EN DEUX MOTS</b>		<b>2</b>
<b>ARTICLE DE FOND</b>	<b>La résistance de source : la mort du rendement dans les convertisseurs DC/DC</b>	<b>3</b>
<b>APPLICATIONS</b>	<b>Un port d'imprimante PC contrôle un traceur de courbe I-V</b>	<b>9</b>
	<b>Un convertisseur à découpage qui démarre à pleine charge</b>	<b>11</b>
	<b>Un régulateur abaisseur alimenté par deux piles AA (LR6)</b>	<b>13</b>
	<b>Des moniteurs de température miniatures commandent un contrôleur de ventilateur à 3 vitesses</b>	<b>14</b>
<b>PRODUITS NOUVEAUX</b>	<b>Convertisseurs de données</b>	
	• CAN 8 bits avec T/H 2,2GHz, conversions à 1Géch/s	(MAX104) <b>15</b>
	• CAN pseudo-différentiels série 8 bits en boîtier µMAX 10 broches	(MAX1106/1107) <b>15</b>
	• CAN sigma-delta 18 bits sous 3V, INL 0,0015%	(MAX1401/1403) <b>16</b>
	• Conditionneur de signaux capteur de précision 1% à ajustage numérique	(MAX1478) <b>16</b>
	• CNA 12 et 13 bits avec référence 10ppm/°C	(MAX5120-23, MAX5130-33) <b>16</b>
	• Potentiomètres numériques en boîtier SOT23 pour \$0,34	(MAX5160/5161) <b>15</b>
	<b>Amplis op</b>	
	• Amplificateur complet de mesure du courant côté chaud en boîtier SOT23	(MAX4173) <b>17</b>
	• Amplificateurs différentiels de consommation 42µA sous +2,7V	(MAX4198/4199) <b>17</b>
	• Amplis op rail à rail de gain 115dB avec une charge de 1kΩ	(MAX4281/4282/4284) <b>17</b>
	• Un seul circuit pour contrôler la montée et la descente de puissance des PA GSM	(MAX4473) <b>18</b>
	<b>Commutateurs</b>	
	• Circuits avec protection antidéfaillance, signal commuté de rail à rail	(MAX4506-09, MAX4511/4512/4513) <b>18</b>
	• Commutateurs audio/vidéo à commande série offrant un fonctionnement sans « clic »	(MAX4562/4563) <b>18</b>
	• Commutateurs analogiques CMOS quadruples économiques basse tension compatibles avec les 74HC4066	(MAX4610/4611/4612) <b>19</b>
	<b>Gestion de l'alimentation</b>	
	• Circuits d'alimentation à six sorties pour téléphones satellite	(MAX886/888) <b>19</b>
	• Convertisseurs abaisseurs PWM faible bruit, entrée 14V et débit 1A	(MAX1684/1685) <b>19</b>
	• Inverseurs de tension à capacités commutées en SOT23 avec mode veille 1nA	(MAX1720/1721) <b>20</b>
	• Régulateur LDO en boîtier µMAX, 300mA de sortie garanti	(MAX8860) <b>20</b>
	<b>Interfaces</b>	
	• Emetteurs-récepteurs RS-232 sous 3V/5V avec protection ESD à ±15kV sans composant externe	(MAX3233E/3235E) <b>20</b>
	<b>Superviseurs</b>	
	• Premiers moniteurs de tension SC70 n'occupant virtuellement aucun espace sur la carte	(MAX6806/6807/6808) <b>21</b>
	<b>Fibre optique</b>	
	• ATI SiGe 2,5Gbits/s sous 3,3V	(MAX3266/3267) <b>21</b>
	• Commande laser SDH/SONET 622Mbits/s avec contrôle automatique de puissance	(MAX3668) <b>22</b>
	• Amplificateur à transimpédance/limiteur 2,5Gbits/s sous 3,3V, dissipation 165mW	(MAX3866) <b>22</b>
	• Convertisseur série/parallèle 1/16 SDH/SONET 2,488Gbits/s	(MAX3880) <b>21</b>
	<b>Circuits RF</b>	
	• Tuner satellite FI zéro et IIP3 de 8dBm réduisant le coût des systèmes	(MAX2108) <b>22</b>
	• Amplificateurs de puissance silicium 250mW/900MHz avec contrôle de gain A/N	(MAX2232/2233) <b>23</b>
	<b>Capteurs de température</b>	
	• Capteur de température local/distant à deux alarmes avec interface SMBus	(MAX1619) <b>23</b>
	• Capteur de température en SOT avec capacité multipoints (jusqu'à huit CI sur un seul fil)	(MAX6575) <b>23</b>

# En Deux Mots

## ■ MAXIM PRÉSENTE SES RÉSULTATS FINANCIERS POUR LE TROISIÈME TRIMESTRE DE L'EXERCICE 1999

Durant le troisième trimestre de l'exercice financier 1999 ayant pris fin le 27 mars 1999, Maxim Integrated Products Inc. (MXIM) a enregistré des recettes nettes de 147,2 millions de dollars, lesquelles se chiffraient à 145 millions \$ durant le même trimestre de l'exercice précédent. Les bénéfices nets du trimestre se sont accrus à 47,7 millions de dollars durant le troisième trimestre 1999, alors qu'ils étaient à 46,1 millions \$ à la fin du même trimestre de l'exercice 1998. Durant le dernier trimestre, les bénéfices par action se sont élevés à 0,31 \$, ce qui est identique aux résultats de la même période l'an dernier.

Durant le troisième trimestre, l'entreprise a accru ses liquidités et ses investissements à court terme de 72,4 millions \$ après avoir payé 18,2 millions \$ pour le rachat de 400 000 actions ordinaires et 6,9 millions \$ en équipements amortissables. Durant le deuxième trimestre, les stocks ont légèrement diminué, alors que les effets à recevoir ont diminué de 2,7 millions \$. Le rendement annuel moyen de l'actif des actionnaires pour cet exercice financier était de 24,8%, soit l'un des plus élevés enregistrés aujourd'hui dans toute l'industrie.

Durant le troisième trimestre de l'exercice 1999, les prises de commandes ont été de 171 millions \$, soit une augmentation de 21% par rapport aux 141 millions \$ du deuxième trimestre. Durant le dernier trimestre, les clients ont maintenu la tendance favorisant les commandes nécessitant une livraison à court terme. Les commandes à court terme reçues durant le troisième trimestre 1999 se sont élevées à 69,2 millions \$, ce qui constitue une augmentation de 33% par rapport aux résultats du deuxième trimestre 1999 (les commandes à court terme représentent des produits qui seront livrés au client durant le même trimestre que la commande ; elles peuvent occasionner des recettes durant le même trimestre si l'entreprise possède des stocks correspondant aux commandes). Les annulations de commandes survenues durant le dernier trimestre se sont élevées à environ 10 millions \$, soit le niveau le plus bas enregistré depuis le quatrième trimestre de l'exercice 1996. Les commandes à livrer enregistrées à la fin du trimestre et qui devraient être livrées durant les 12 mois suivants se sont chiffrées à environ 148 millions \$, ce qui comprend 120 millions \$ pour des commandes devant être livrées avant la fin du quatrième trimestre.

Durant le troisième trimestre, les prises de commandes se sont accrues dans le bassin du Pacifique, aux États-Unis et au Japon. La croissance a été la plus forte dans le bassin du Pacifique, principalement grâce à l'augmentation des activités OEM en Corée. Aux États-Unis, on a enregistré une croissance à deux chiffres des prises de commandes parmi plusieurs distributeurs et fabricants OEM, sur diverses lignes et produits et de nombreux marchés finaux. Même si les conditions du marché se sont sensiblement améliorées au Japon durant le dernier trimestre, les prises de commandes dans cette région ne sont pas encore revenues à leur niveau d'antan. En Europe, les prises de commandes du troisième trimestre ont connu une légère baisse, mais le deuxième trimestre y avait été très bon. De plus, durant le troisième trimestre, elles ont continué à augmenter dans les secteurs des communications, de l'informatique (surtout les ordinateurs blocs-notes), ainsi que des produits connaissant traditionnellement de bons résultats sur les marchés industriels.

Les marges brutes du troisième trimestre 1999 ont légèrement augmenté à 69,1%, alors qu'elles se situaient à 68,7% au trimestre précédent. Durant le dernier trimestre, la société a encouru des surcoûts de 1,6 millions \$ dans la fabrication des tranches les plus rentables de l'entreprise (Beaverton). En outre, l'entreprise a accru ses réserves pour inventaires de 0,8 millions \$ (plus 1,3 million \$ pour la fermeture d'installations de fabrication de tranches de 4 pouces), ce qui a augmenté d'autant le coût des ventes du troisième trimestre 1999. L'entreprise a également enregistré des frais de vente, généraux et administratifs de 1,5 millions \$ pour des questions de licence associées à certaines technologies.

Jack Gifford, président-directeur général de l'entreprise, commente ainsi les résultats du trimestre : « Ce troisième trimestre de l'exercice 1999 fut excellent. Nos ventes et nos profits se sont sequentially accrus de façon continue, ainsi que nos liquidités et nos investissements à court terme de 72 millions \$ et nos prises de commandes ont atteint un niveau presque record. Il semble maintenant que le premier trimestre de l'exercice 1999 a marqué le creux d'une baisse des prises de commandes qui a duré trois trimestres. Nous espérons que la tendance actuelle se maintiendra. En outre, nous prévoyons toujours lancer 300 nouveaux produits durant l'année fiscale actuelle qui prendra fin en juillet. »

J. Gifford poursuit : « Même si nos commandes à court terme et nos prises de commandes se sont accrues respectivement de 33% et 21%, nous estimons que le niveau des prises de commandes du troisième trimestre équivaut environ à la consommation de produits par nos clients durant le trimestre en cours. Par conséquent, en supposant que les conditions du marché demeureront positives, on peut s'attendre à ce que la croissance moyenne de nos prises de commandes se maintienne autour de 5% ou 6% par trimestre. »

Durant le dernier trimestre, le *Wall Street Journal* a décerné à Maxim le titre de la 15e entreprise la plus performante des 10 dernières années, alors que le taux de rendement composite moyen se situait à 49% par an. Maxim était la première entreprise de semi-conducteurs sur cette liste. En outre, le *San Jose Mercury News* a récemment publié une liste des 150 plus grandes entreprises de la Silicon Valley où Maxim présente la 13e meilleure rentabilité, la 16e meilleure valeur et le 2e meilleur rapport profits/ventes.

# La résistance de source : la mort du rendement dans les convertisseurs DC/DC

Les convertisseurs DC/DC sont couramment utilisés dans les équipements alimentés par batterie et d'autres applications de conservation de l'énergie. Comme les régulateurs linéaires, le convertisseur DC/DC peut abaisser une tension, mais contrairement à eux, le convertisseur DC/DC peut également élever ou inverser une tension. De plus, le convertisseur DC/DC affiche un rendement supérieur à 95% sous des conditions optimales. Cependant, ce rendement est limité par la dissipation des composants et une des causes de ce phénomène est la résistance de la source d'alimentation.

Les pertes associées à la résistance de la source peuvent réduire le rendement de 10% ou plus, sans tenir compte des autres pertes dans le convertisseur DC/DC ! Si le convertisseur présente une tension d'entrée adéquate, sa sortie sera normale et il pourrait n'y avoir aucun signe évident de gaspillage d'énergie. Heureusement, il est relativement facile de tester le rendement de l'entrée (voir *Calcul du rendement d'une source*).

Une grande résistance de source peut également avoir d'autres effets moins évidents. Dans certains cas extrêmes, l'entrée du convertisseur peut devenir bistable ou sa sortie peut diminuer lorsque la charge est à son maximum. Une entrée est bistable lorsque le convertisseur présente deux conditions d'entrée stable, ayant chacune son propre rendement. La sortie du convertisseur est alors normale, mais l'efficacité du système peut être considérablement réduite (voir *Comment éviter la bistabilité*).

Est-ce que ce problème peut être résolu simplement en minimisant la résistance de source ? Non, car les limites pratiques et les compromis coûts/avantages du système suggèrent d'utiliser d'autres solutions. Par exemple, un choix prudent de la tension d'entrée peut considérablement minimiser la nécessité d'une faible résistance de source. Une tension d'entrée plus élevée dans le convertisseur limite le courant d'entrée nécessaire, ce qui réduit l'importance d'une faible résistance de source. Vu sous l'angle système, la conversion d'une tension sous 5V à 2,5V peut s'avérer nettement plus performante qu'une conversion 3,3V/2,5V. Chaque possibilité doit être évaluée. Le but de cet article est de présenter des outils analytiques et intuitifs pour simplifier cette évaluation.

## Perspective sous l'angle système

Comme l'indique la **figure 1**, n'importe quel système régulé de distribution d'énergie peut être divisé en trois sections principales : la source, le ou les régulateurs (dans ce cas, un convertisseur DC/DC) et une ou plusieurs charges.

La source peut être une batterie, de même qu'une alimentation continue régulée ou non régulée. Malheureusement, la source comprend également tous les éléments dissipateurs entre la tension continue et la charge : l'impédance de source, la résistance du câblage, ainsi que la résistance des contacts, des pistes de circuit imprimé, des filtres série, des commutateurs série, des circuits de raccordement « à chaud », etc. Ces éléments peuvent considérablement affecter le rendement du système.

Il est très facile de calculer et mesurer le rendement d'une source. La valeur de EFF<sub>SOURCE</sub> (rendement de la source) est égale à : (puissance délivrée au régulateur)/(puissance délivrée par V<sub>PS</sub>) x 100% :

$$\begin{aligned} \text{EFF}_{\text{SOURCE}} &= \frac{(I_{\text{IN}})(V_{\text{IN}})}{(I_{\text{IN}})(V_{\text{PS}})}(100\%) \\ &= \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{PS}}}(100\%) \end{aligned} \quad [1]$$

En supposant que le régulateur consomme un courant négligeable lorsqu'il est sans charge, il est possible de mesurer le rendement de la source en divisant la valeur de V<sub>IN</sub> lorsque le régulateur est à pleine charge par V<sub>IN</sub> lorsque le régulateur est à vide.

Le régulateur (convertisseur DC/DC) comprend un circuit contrôleur et divers composants discrets connexes. Sa caractérisation est décrite dans la fiche technique du fabricant. Le rendement du convertisseur DC/DC (EFF<sub>DCDC</sub>) est égal à (puissance délivrée par le convertisseur)/(puissance délivrée au convertisseur) x 100% :

$$\text{EFF}_{\text{DCDC}} = \frac{(I_{\text{OUT}})(V_{\text{OUT}})}{(I_{\text{IN}})(V_{\text{IN}})}(100\%) \quad [2]$$

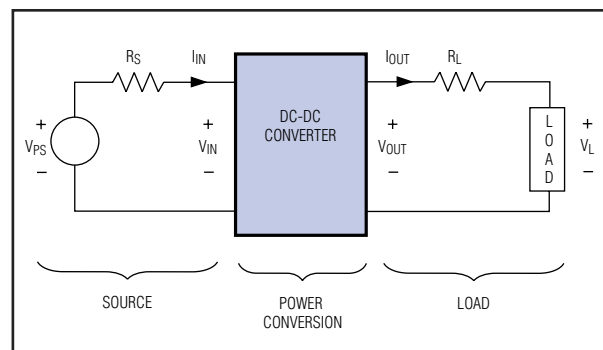


Figure 1. Un système régulé de distribution de puissance possède trois sections de base.

Conformément aux indications du fabricant, ce rendement dépend de la tension d'entrée, de la tension de sortie et du courant de charge. Il n'est pas rare que la variation du rendement dépasse de quelques points de pourcentage sur une plage de courant de charge au-delà de deux ordres de grandeur. Puisque la tension de sortie est fixe, nous pouvons dire que le rendement varie uniquement de quelques points de pourcentage sur une « plage de puissance de sortie » dépassant deux ordres de grandeur.

Les convertisseurs DC/DC offrent un rendement maximal lorsque la tension d'entrée est le plus proche possible de la tension de sortie. Si les variations de l'entrée ne sont pas extrêmes par rapport aux spécifications de la fiche technique, le rendement du convertisseur peut généralement être estimé à une valeur constante entre 75% et 95% :

$$P_{IN, DCDC} = \frac{P_{OUT, DCDC}}{EFF_{DCDC}} \quad [3]$$

Cette discussion traite le convertisseur DC/DC comme une boîte noire à deux ports. Les personnes qui s'intéressent aux nuances dans la conception de convertisseurs DC/DC peuvent consulter les ouvrages cités dans les **références 1-3**.

La charge comprend le composant devant être alimenté et tous les éléments dissipateurs en série qui y sont associés, comme la résistance des pistes de circuit imprimé, des contacts, des câbles, etc. Puisque la résistance de sortie du convertisseur DC/DC est incluse dans la fiche technique du fabricant, cette quantité est spécifiquement exclue. Le rendement de la charge ( $EFF_{LOAD}$ ) est égal à (puissance transmise à la charge)/(puissance transmise par le convertisseur) x 100% :

$$\begin{aligned} EFF_{LOAD} &= \frac{(I_{OUT})(V_{LOAD})}{(I_{OUT})(V_{OUT})} (100\%) \\ &= \frac{V_{LOAD}}{V_{OUT}} (100\%) \end{aligned} \quad [4]$$

La clé de l'optimisation d'une conception de système consiste à analyser et comprendre les interactions entre le convertisseur et sa source. Pour y arriver, nous commençons par définir un convertisseur idéal, puis nous calculons le rendement de la source et nous testons nos hypothèses avec les données mesurées sur un convertisseur représentatif (dans ce cas, le régulateur abaisseur MAX1626).

### Le convertisseur idéal

Un convertisseur DC/DC idéal doit avoir un rendement de 100%, fonctionner sur des plages arbitraires de tension d'entrée/sortie et fournir n'importe quel courant à la charge. Il doit également être accessoirement minuscule et gratuit! Cependant, dans le cadre de cette analyse, nous supposons seulement que le rendement du convertisseur est constant, donc que la puissance d'entrée est proportionnelle à la puissance de sortie :

$$(V_{IN})(I_{IN}) = \frac{P_{OUT, DCDC}}{EFF_{DCDC}} \quad [5]$$

Pour une charge donnée, cette condition implique que la courbe « courant-tension d'entrée » (I-V) est une hyperbole et présente des caractéristiques de résistance différentielle négative sur toute sa plage de mesure (**figure 2**). Ce graphique présente des courbes I-V pour le convertisseur DC/DC par rapport à l'augmentation de la puissance d'entrée. Dans le cas de véritables systèmes avec des charges dynamiques, ces courbes sont également dynamiques, dans le sens où la courbe de puissance s'écarte de l'origine à mesure que la charge demande plus de courant.

Prenons maintenant l'exemple inhabituel d'un régulateur considéré depuis son entrée et non depuis sa sortie. Après tout, les régulateurs sont conçus pour délivrer une sortie de tension constante (parfois même un courant constant). Leurs spécifications décrivent surtout les caractéristiques de sortie (plage de tension de sortie, plage de courant de sortie, ondulations de sortie, réponse transitoire, etc.). Cependant, l'entrée présente une propriété étrange : à l'intérieur de sa plage de fonctionnement, elle joue le rôle d'une charge à puissance constante (**référence 4**). Les charges à puissance constante sont notamment utiles dans la conception de testeurs de batteries.

### Calcul du rendement d'une source

Nous avons maintenant suffisamment d'informations pour calculer la dissipation de puissance d'une source et, par voie de conséquence, son rendement. Puisque la valeur en circuit ouvert de la tension d'une source ( $V_{PS}$ ) est ici donnée, nous devons simplement trouver la tension d'entrée du convertisseur ( $V_{IN}$ ). Avec l'équation [5], on peut trouver  $I_{IN}$  de la façon suivante :

$$I_{IN} = \frac{P_{OUT, DCDC}}{(V_{IN})(EFF_{DCDC})} \quad [6]$$

(caractéristiques DC/DC)

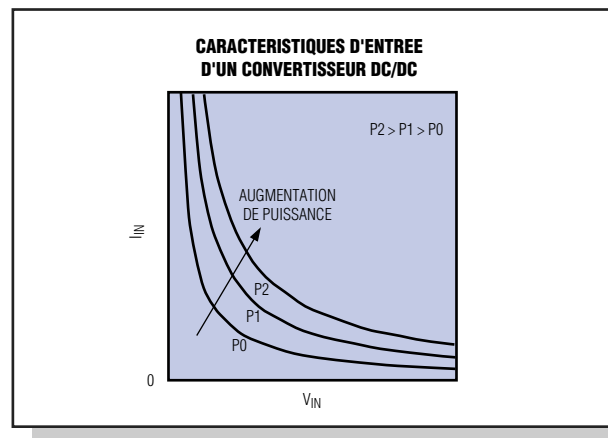


Figure 2. Ces hyperboles représentent les caractéristiques d'entrée avec puissance constante d'un convertisseur DC/DC.

Il est également possible de trouver la valeur de  $I_{IN}$  avec  $V_{PS}$ ,  $V_{IN}$  et  $R_S$  :

$$I_{IN} = \frac{(V_{PS} - V_{IN})}{R_S} \quad [7]$$

(caractéristiques de ligne de charge résistive)

Avec les équations [6] et [7] on peut trouver la valeur de  $V_{IN}$  :

$$V_{IN} = \frac{V_{PS} \pm \sqrt{V_{PS}^2 - \frac{4(R_S)(P_{OUT})}{EFF_{DCDC}}}}{2} \quad [8]$$

Pour comprendre les implications de ces calculs, il est très instructif de visualiser les équations [6] et [7] sous forme de graphique (figure 3).

La ligne de charge résistive est une courbe de toutes les solutions possibles de l'équation [7], tandis que la courbe I-V du convertisseur représente toutes les solutions possibles de l'équation [6]. Les intersections de ces courbes, représentant les solutions à l'ensemble des deux équations, définissent les courants et tensions stables à l'entrée du convertisseur. Puisque la courbe DC/DC représente une puissance d'entrée constante,  $(V_{IN+})(I_{IN+}) = (V_{IN-})(I_{IN-})$ . (Les suffixes + et - font référence aux deux solutions prévues avec l'équation [8] et correspondent au signe  $\pm$  du numérateur.)

Le point de fonctionnement optimal est à  $V_{IN+}/I_{IN+}$ , lequel minimise les pertes  $I_{IN}^2 R_S$  en utilisant un courant minimum en provenance de l'alimentation. Les autres points de fonctionnement causent une dissipation de puissance importante dans les composants dissipateurs entre  $V_{PS}$  et  $V_{IN}$ . Le rendement du système chute considérablement, mais il est possible d'éviter ces problèmes en gardant  $R_S$  à une valeur suffisamment basse. Le rendement de la source  $[(V_{IN}/V_{PS}) \times 100\%]$  correspond simplement à l'équation [8] divisée par  $V_{PS}$  :

$$EFF_{SOURCE} = \frac{V_{PS} \pm \sqrt{V_{PS}^2 - \frac{4(R_S)(P_{OUT})}{EFF_{DCDC}}}}{2V_{PS}} (100\%)$$

$$= \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{(P_{OUT})(R_S)}{EFF_{DCDC}(V_{PS}^2)}}} (100\%) \quad [9]$$

Il est facile de se perdre dans des équations et c'est là que réside l'intérêt des graphiques d'analyse de ligne de charge, apparaissant dans la figure 3. Remarquez, par exemple, que si la résistance série est égale à zéro, la pente de la ligne de charge de la résistance devient infinie. La ligne de charge serait alors une ligne verticale passant dans  $V_{PS}$ . A ce point  $V_{IN+} = V_{PS}$  et le rendement serait de 100%. A mesure que  $R_S$  augmente et s'éloigne de  $0\Omega$ , la ligne de charge continue à passer par  $V_{PS}$  mais s'incline de plus en plus vers la gauche. En même temps,

$V_{IN+}$  et  $V_{IN-}$  convergent sur  $V_{PS}/2$ , ce qui correspond également au point de rendement à 50%. Lorsque la ligne de charge est tangente à la courbe I-V, l'équation [8] ne peut avoir qu'une seule solution. Avec une plus grande valeur de  $R_S$ , l'équation ne possède plus de solution véritable et le convertisseur DC/DC ne fonctionne plus correctement.

## Convertisseurs DC/DC—théorie et pratique

Comment ces courbes d'entrée idéale se comparent-elles avec celles d'un convertisseur réel ? Pour répondre à cette question, un kit d'évaluation MAX1626 standard (figure 4) a été configuré pour une tension de sortie sous 3,3V et une résistance de charge de  $6,6\Omega$ . Nous avons ensuite mesuré la courbe I-V de l'entrée (figure 5). Plusieurs caractéristiques non idéales sont immédiatement apparues. Par exemple, avec des tensions d'entrée très basses, le courant d'entrée est de zéro. Un système intégré de verrouillage en sous-tension (indiqué par  $V_L$ ) garantit que le convertisseur est désactivé dès que les tensions d'entrées sont inférieures à  $V_L$ . Autrement, des courants importants pourraient être tirés de l'alimentation d'entrée lors de la mise sous tension.

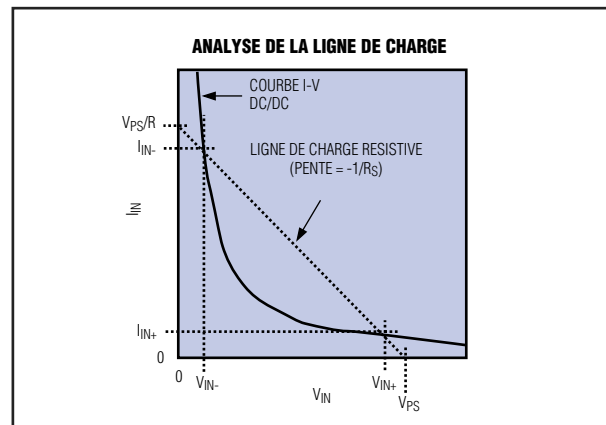


Figure 3. Ce graphique superpose une ligne de charge pour analyser la résistance de source de la courbe I-V du convertisseur.

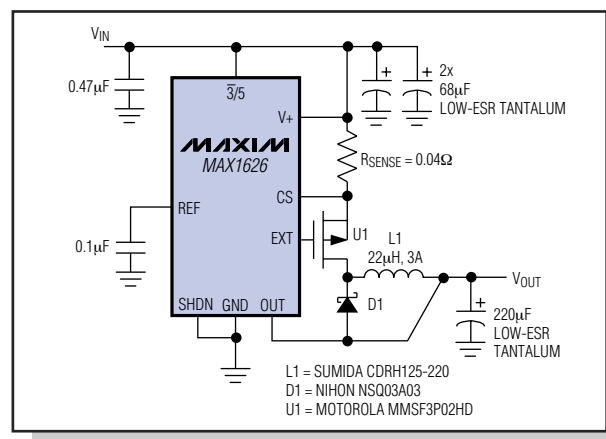


Figure 4. Un circuit convertisseur standard illustre les idées de la figure 3.



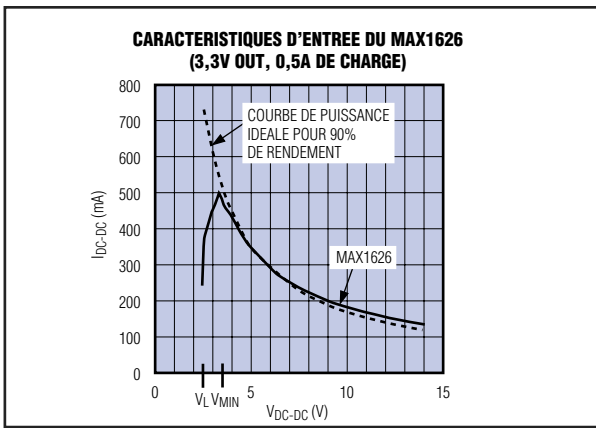


Figure 5. Au-dessus de  $V_{MIN}$ , les caractéristiques I-V des entrées du MAX1626 se rapprochent beaucoup d'un composant idéal avec un rendement de 90%.

Lorsque  $V_{IN}$  dépasse  $V_L$ , le courant d'entrée croît vers un maximum qui survient dès que  $V_{OUT}$  atteint la tension de sortie prédéterminée (3,3V). La tension d'entrée correspondante ( $V_{MIN}$ ) correspond au minimum requis par le convertisseur DC/DC pour produire la tension de sortie prédéterminée. Lorsque  $V_{IN} > V_{MIN}$ , la courbe de puissance constante pour un rendement de 90% correspond beaucoup à la courbe d'entrée du MAX1626. Les variations avec le composant idéal sont principalement attribuables à de petites variations du rendement du convertisseur dépendant de sa tension d'entrée.

### Comment éviter la bistabilité

Le concepteur de l'alimentation doit également garantir que le convertisseur DC/DC ne devient jamais bistable. La bistabilité est possible dans les systèmes où la ligne de charge coupe la courbe du convertisseur sur  $V_{MIN}/I_{MAX}$  ou sous ce point (figure 6).

Selon la pente et la position de la ligne de charge, un système peut être bistable, voire tristable. Lorsque la valeur de  $V_{PS}$  est plus basse, la ligne de charge peut couper la courbe en un seul point entre  $V_L$  et  $V_{MIN}$ , ce qui produit un système stable, mais non fonctionnel ! En règle générale, la ligne de charge ne doit donc pas toucher le sommet de la courbe du convertisseur et ne doit pas se déplacer plus bas.

Dans la figure 6, la résistance de la ligne de charge ( $R_S$  dont la valeur est  $-1/\text{pente}$ ) possède une limite supérieure appelée  $R_{BISTABLE}$  :

$$R_{BISTABLE} = \frac{V_{PS} - V_{MIN}}{I_{MAX}} \quad [10]$$

$$\text{où } I_{MAX} = \frac{P_{OUT}}{EFF_{DCDC}(V_{MIN})} \quad [11]$$

ainsi,

$$R_{BISTABLE} = \frac{EFF_{DCDC}(V_{MIN})(V_{PS} - V_{MIN})}{P_{OUT}} \quad [12]$$

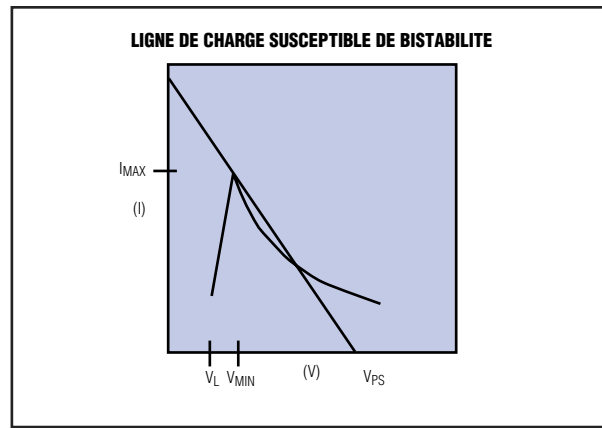


Figure 6. Un examen plus approfondi des points d'intersection fait apparaître la possibilité d'un fonctionnement bistable, voire tristable.

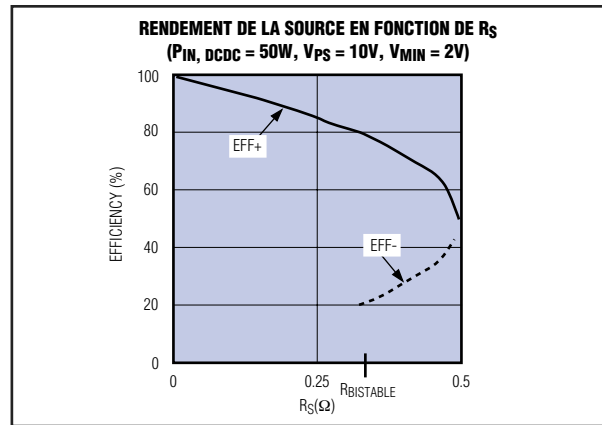


Figure 7. La courbe du rendement de la source par rapport à sa résistance fait apparaître plusieurs valeurs de rendement pour une même valeur  $R_S$ .

La résistance de la source ( $R_S$ ) doit toujours être inférieure à  $R_{BISTABLE}$ . Si cette règle n'est pas respectée, vous risquez d'avoir un très mauvais rendement ou un arrêt complet du convertisseur.

### Analyse d'un cas réel

Il pourrait être utile de tracer la relation de l'équation [9] entre le rendement et la résistance de la source, avec un système réel (figure 7). Formulons les hypothèses suivantes :

$V_{PS} = 10V$  Tension d'alimentation en circuit ouvert

$V_{MIN} = 2V$  Tension d'entrée minimale garantissant un fonctionnement adéquat

$P_{IN} = 50W$  Puissance en entrée du convertisseur ( $P_{OUT}/EFF_{DCDC}$ ).

Avec l'équation [12], la valeur de  $R_{BISTABLE}$  peut être calculée à  $0,32\Omega$ . De plus, un graphique de l'équation [9] montre que le rendement de la source descend lorsque  $R_S$  augmente, perdant 20% lorsque  $R_S = R_{BISTABLE}$ . *Remarque* : Ce résultat ne peut pas être généralisé. Vous devez effectuer les calculs pour chaque application. Une composante de  $R_S$  est la résistance de sortie finie qui est observée sur toutes les alimentations, laquelle dépend de la régulation de charge et se définit généralement par :

Régulation de charge =

$$\frac{100\% (V_{NO-LOAD} - V_{FULL-LOAD})}{V_{NO-LOAD}} \quad [13]$$

Résistance de sortie de l'alimentation =

$$\frac{(V_{NO-LOAD} - V_{FULL-LOAD})}{I_{FULL-LOAD}} \quad [14]$$

Ainsi,

la résistance de sortie de l'alimentation =

$$\frac{\text{Régulation de charge} (V_{NO-LOAD})}{I_{FULL-LOAD} (100\%)} \quad [15]$$

Par exemple, une alimentation de 10A sous 5V avec une régulation de charge à 1% présenterait une résistance de sortie de seulement 5,0mΩ, ce qui est peu pour une charge de 10A.

## Rendement de source dans certaines applications courantes

Il est utile de savoir quelle résistance de source ( $R_S$ ) peut être tolérée, ainsi que la façon dont ce paramètre affecte le rendement du système. On sait que  $R_S$  doit être inférieure à  $R_{BISTABLE}$ , tel qu'indiqué précédemment, mais de combien inférieure ? Pour répondre à cette question, il faut résoudre l'équation [9] pour  $R_S$  par rapport à  $EFF_{SOURCE}$ , avec des valeurs de 95%, 90% et 85% pour cette variable.  $R_{S95}$  est la valeur de  $R_S$  correspondant à un rendement de 95% dans certaines conditions données d'entrée et de sortie. Examinez maintenant les quatre exemples d'application ci-dessous avec des convertisseurs classiques.

**L'exemple 1** délivre une tension de 3,3V à partir d'une tension sous 5V avec un courant de charge de 2A. Pour avoir un rendement de source de 95%, il faut maintenir la résistance entre la source sous 5V et l'entrée du convertisseur nettement au-dessous de 162mΩ. Remarquez que  $R_{S90} = R_{BISTABLE}$ , par coïncidence. Cette valeur de  $R_{S90}$  implique également que le rendement pourrait aussi bien être de 10% que de 90% ! Remarquez que le rendement du système (à ne pas confondre avec le rendement de la source) est le produit du rendement de la source, du rendement du convertisseur et du rendement de la charge.

### Exemple 1. Application utilisant un convertisseur MAX797 ou MAX1653 ( $I_{OUT} = 2A$ )

$V_{PS}$	$V_{OUT}$	$I_{OUT}$	$V_{MIN}$	$EFF_{DCDC}$	$P_{OUT}$	$R_{BISTABLE}$	$R_{S95}$	$R_{S90}$	$R_{S85}$
5V	3,3V	2A	4,5V	90%	6,6W	0,307Ω	0,162Ω	0,307Ω	0,435Ω

### Exemple 2. Application utilisant un convertisseur MAX797 ou MAX1653 ( $I_{OUT} = 20A$ )

$V_{PS}$	$V_{OUT}$	$I_{OUT}$	$V_{MIN}$	$EFF_{DCDC}$	$P_{OUT}$	$R_{BISTABLE}$	$R_{S95}$	$R_{S90}$	$R_{S85}$
5V	3,3V	20A	4,5V	90%	66W	0,031Ω	0,016Ω	0,031Ω	0,043Ω

### Exemple 3. Application utilisant un convertisseur MAX1710 et une alimentation séparée sous +5V ( $V_{PS} = 4,5V$ )

$V_{PS}$	$V_{OUT}$	$I_{OUT}$	$V_{MIN}$	$EFF_{DCDC}$	$P_{OUT}$	$R_{BISTABLE}$	$R_{S95}$	$R_{S90}$	$R_{S85}$
4,5V	1,6V	5A	2,5V	92%	8W	0,575Ω	0,111Ω	0,210Ω	0,297Ω

### Exemple 4. Application utilisant un convertisseur MAX1710 et une alimentation séparée sous +5V ( $V_{PS} = 15V$ )

$V_{PS}$	$V_{OUT}$	$I_{OUT}$	$V_{MIN}$	$EFF_{DCDC}$	$P_{OUT}$	$R_{BISTABLE}$	$R_{S95}$	$R_{S90}$	$R_{S85}$
15V	1,6V	5A	2,5V	86%	8W	3,359Ω	1,149Ω	2,177Ω	3,084Ω

**L'exemple 2** est semblable à l'exemple 1, sauf en ce qui concerne le courant de sortie (20A au lieu de 2A). Remarquez que l'exigence de résistance série pour un rendement de source de 95% est 10 fois inférieure ( $16\text{m}\Omega$  au lieu de  $162\text{m}\Omega$ ). Pour obtenir cette résistance plus faible, il suffit d'utiliser des pistes conductrices en cuivre de 2 onces et de largeur appropriée.

**L'exemple 3** fournit un courant de 5A sous 1,6V à partir d'une tension de source sous 4,5V (c'est-à-dire 5V-10%). Il est alors possible de respecter l'exigence de système de  $111\text{m}\Omega$  pour la valeur de  $R_{S95}$ , mais avec difficulté.

**L'exemple 4** est identique à l'exemple 3, sauf que la tension d'alimentation est plus élevée ( $V_{PS} = 15\text{V}$  au lieu de 4,5V). Remarquez le compromis utile réalisé ici : une augmentation considérable de la différence entre les tensions d'entrée et de sortie a provoqué une chute de rendement pour le convertisseur, mais le rendement global du système est amélioré. La valeur de  $R_S$  n'est plus importante, puisque la

valeur élevée de  $R_{S95}$  ( $>1\Omega$ ) est facile à respecter. Par exemple, un système doté d'un filtre et de longues lignes d'entrée peut conserver un rendement à la source d'au moins 95%, sans accorder une attention particulière à la largeur des pistes et à la résistance des connecteurs.

## Conclusion

Lorsque l'on examine les spécifications d'un convertisseur, il est tentant de maximiser le rendement en définissant la tension d'alimentation aussi près que possible de la tension de sortie. Cependant, cette stratégie peut faire augmenter les coûts en imposant des restrictions non obligatoires sur des éléments tels que le câblage, les connecteurs et l'implantation du circuit imprimé. Le rendement du système peut même en souffrir. Les outils analytiques présentés dans cet article devraient rendre les compromis d'alimentation plus évidents et plus intuitifs.

## Références

- (1) Erickson, Robert W. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman and Hall, 1997.
- (2) Lenk, Ron. *Practical Design of Power Supplies*. IEEE Press & McGraw Hill, 1998.
- (3) Gottlieb, Irving M. *Power Supplies, Switching Regulators, Inverters and Converters*. Deuxième édition, TAB Books, 1994.
- (4) Wettröth, John. « Controller Provides Constant Power Load ». *EDN*, 14 mars 1997.



## DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

# Un port d'imprimante PC contrôle le traceur de courbe I-V

Lorsqu'il est connecté au port d'imprimante d'un micro-ordinateur, le circuit illustré dans le **figure 1** vous permet de déterminer les caractéristiques courant-tension (I-V) d'un composant actif ou d'un circuit intégré. Un court programme BASIC\* commande le port et affiche sur un moniteur les caractéristiques I-V sous forme de courbe. On obtient ainsi un outil de diagnostic très utile pour les analyses de panne de circuit intégré.

Le convertisseur numérique/analogique (CNA) 12 bits (IC4) est configuré pour des sorties bipolaires sous  $\pm 2,048\text{V}$ . L'ampli op IC6A multiplie ce signal avec un gain de  $+2\text{V/V}$ , tandis que l'ampli op IC7 convertit le résultat en un courant qui passe dans le composant testé (ou DUT). Ce courant varie de  $\pm 40\mu\text{A}$  à  $\pm 40\text{mA}$ , selon la valeur de résistance choisie pour  $R_{\text{SENSE}}$ . Pour toute combinaison de DUT et d'une plage choisie, le courant maximum disponible équivaut (approximativement) à la sortie d'IC6A ( $\pm 4,096\text{V}$  max.) divisée par  $R_{\text{SENSE}}$ .

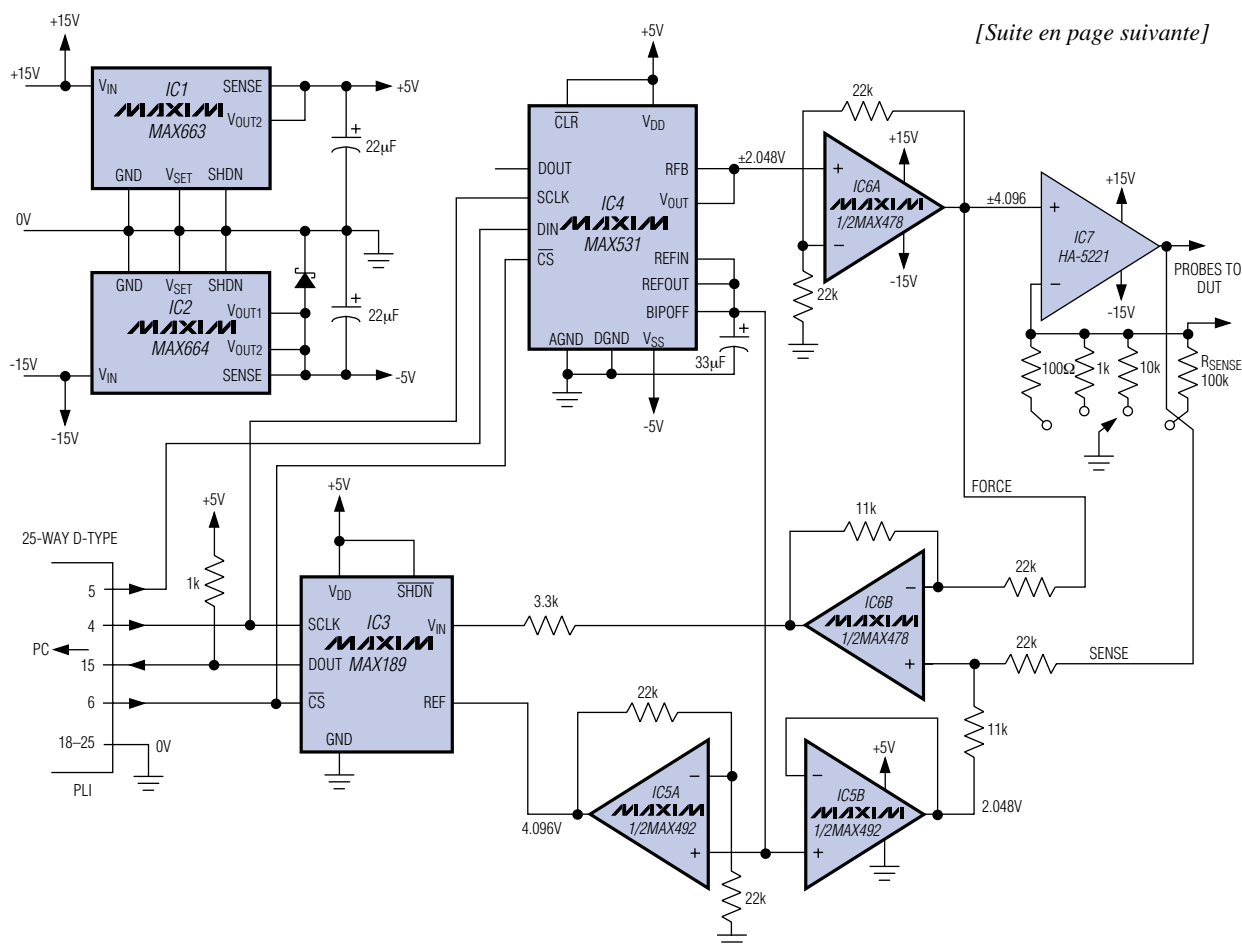


Figure 1. Un CNA 12 bits à données série de (IC4) et un CAN (IC3) forment une interface qui permet au port d'imprimante d'un micro-ordinateur de contrôler ce traceur de courbe I-V.

\* Intitulé « I-V Curve Tracer », ce programme a été écrit par Terry Millward, de Maxim Royaume-Uni. Il est disponible sur le site web de Maxim (<http://www.maxim-ic.com/othersoftware.htm>).

Le courant passant dans le DUT produit une tension bipolaire qui est détectée par l'amplificateur différentiel IC6B. Pour éviter l'erreur de décalage variable qui surviendrait autrement lors d'un changement de position du commutateur, le signal de l'entrée inverseuse de cet amplificateur est pris au niveau de l'entrée non inverseuse de IC7, sous faible impédance, plutôt que de son entrée inverseuse. La pénalité associée à ce choix est l'erreur de décalage d'entrée fixe dans IC7.

Le gain de l'amplificateur différentiel, ainsi que la tension de décalage qu'on lui applique, donne une dynamique de sortie (0V à 4,096V) compatible avec la plage d'entrée unipolaire du convertisseur A/N 12 bits (IC3). La résistance de 3,3k $\Omega$  en entrée de IC3 limite le courant dans l'éventualité d'une surtension. IC7 nécessite des rails d'alimentation sous  $\pm 15V$  pour fournir une tension suffisante pour sa fonction de source de courant. Afin d'alimenter tous les autres CI, IC1 et IC2 régulent ces rails à  $\pm 5V$ .

En fonctionnement, le logiciel commande le CNA pour produire une rampe de courant, tandis que le CAN mesure la tension résultante dans le composant testé. Cette forme d'onde de tension est affichée sur le moniteur du micro-ordinateur avec une résolution 640x480, tel qu'indiqué dans les deux exemples (**figure 2**). La résolution du convertisseur à 12 bits est excessive par rapport à la résolution de l'affichage, mais les 12 bits fournissent une marge permettant d'utiliser des moniteurs à résolution supérieure et d'examiner la réponse avec un « zoom » du logiciel.

*Une idée semblable a été publiée dans Electronic Engineering (Royaume-Uni) de novembre 1997.*

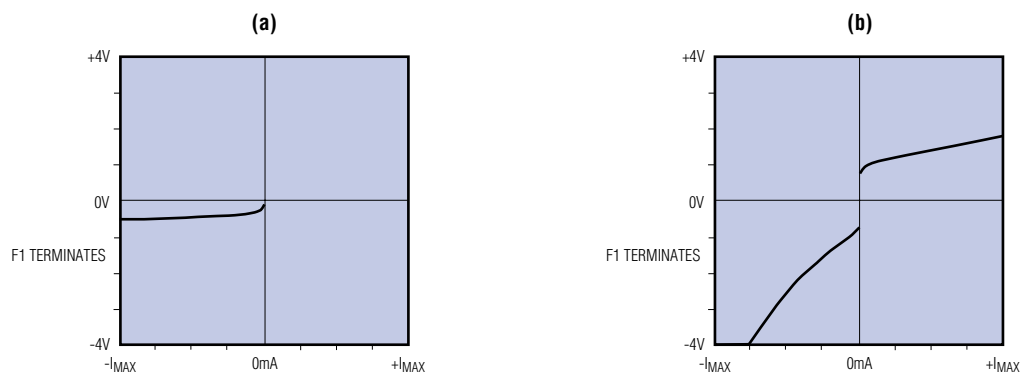


Figure 2. Les exemples de sortie du circuit de la figure 1 comprennent une diode Schottky (a) et un CI analogique plus complexe (b).

## DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

# Un convertisseur à découpage qui démarre à pleine charge

Fonctionnant à partir d'une batterie à 2 ou 3 accumulateurs, le convertisseur élévateur illustré dans la **figure 1** fournit jusqu'à 500mA à partir de sa sortie régulée sous 5V. Cependant, à la mise sous tension ou lors d'une baisse de tension, la sortie et la charge demeurent déconnectés jusqu'à ce que la sortie soit régulée.

La borne V+ de IC1 (broche 2) fournit l'alimentation et la contre-réaction du circuit. Ce fonctionnement auto-alimenté (le circuit est alimenté par sa propre sortie) permet de réaliser un démarrage avec une tension de seulement +1,8V, sauf si une charge importante empêche complètement le démarrage.

Un bon fonctionnement nécessite une tension de commande de grille suffisante pour avoir une résistance passante faible dans le MOSFET de découpage, mais lors du démarrage, cette tension de commande est limitée à la tension de la batterie. La forte résistance passante qui est ainsi obtenue dans le MOSFET peut empêcher la sortie du convertisseur de monter à son niveau spécifié. Par contre,

en connectant la sortie et la charge uniquement lorsque V<sub>OUT</sub> est à l'intérieur des limites de tolérance, le MOSFET peut être complètement saturé avec une résistance passante minimale.

Les MOSFET canal N de IC2 sont donnés pour un courant de 3,5A sous 12V avec une résistance passante de 0,05 $\Omega$  à l'état « entièrement saturé ». Le composant n° 2 (à gauche) est le transistor de découpage, tandis que le composant n° 1 est le commutateur de charge côté chaud. La commande de grille du commutateur de charge provient d'une pompe de charge (C4 et la diode double D2), elle-même commandée par un nœud de commutation à la base de L1. Au démarrage, le superviseur  $\mu$ P (IC3) émet une réinitialisation (sortie à « 0 » en broche 2) qui empêche la charge de C4.

Cependant, lorsque la broche 3 de IC3 passe au-dessus de 4,65V, la broche 2 passe au niveau haut, permettant à C4 de se charger par la diode de droite chaque fois que le nœud de commutation passe au niveau bas. Dès qu'il

[Suite en page suivante]

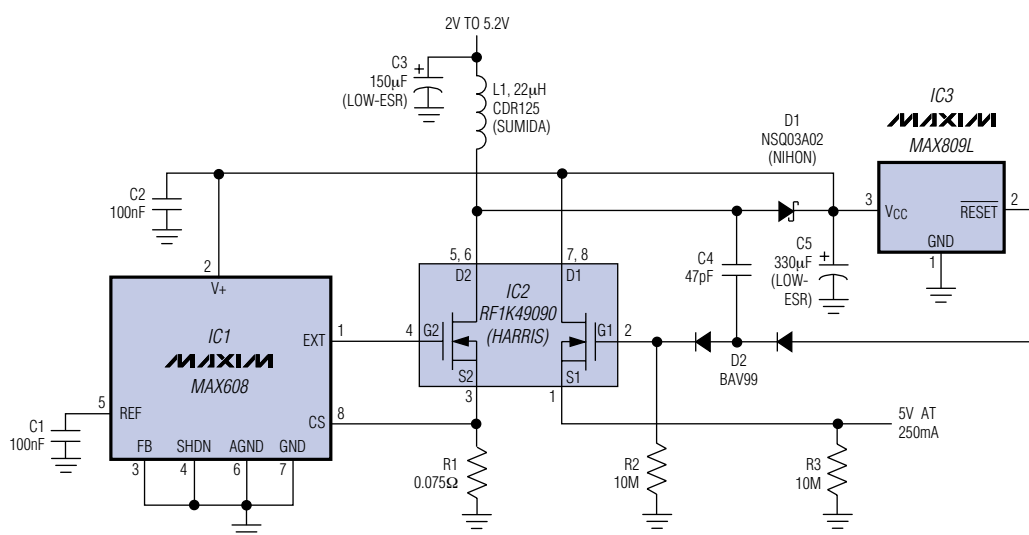


Figure 1. Pour garantir un démarrage à pleine charge, la circuiterie supplémentaire de ce régulateur élévateur déconnecte la charge jusqu'à ce que la tension de sortie soit régulée.

---

---

---

retourne au niveau haut, la tension de C4 s'ajoute à la tension de la sortie, donnant environ 9,5V sur la grille du MOSFET (G1). Ce niveau est maintenu par une charge sur la capacité grille-source. Cependant, lors du démarrage, la sortie de la pompe de charge s'élève graduellement jusqu'à environ 4,5V, puis grimpe brusquement à 9,5V lorsque la sortie de réinitialisation de IC3 passe au niveau haut. C'est seulement à ce moment que le commutateur côté chaud s'active et connecte la charge.

Si le délai de mise sous tension de 240ms délivré par IC3 est trop long, vous pouvez remplacer IC3 par un autre superviseur  $\mu$ P (MAX821) vous permettant de choisir un délai de 1ms, 40ms ou 200ms (max.). Ce circuit convertisseur élévateur offre une régulation en mode PFM et nécessite donc une charge minimale d'environ 5 $\mu$ A pour garantir que le convertisseur (et la pompe de charge) continue à commuter. En pratique, cette charge minimale

est fournie par la fuite en inverse du redresseur Schottky (D1), mais si D1 est remplacé par un redresseur non-Schottky à faible fuite (ou si vous désirez seulement garantir la charge), réduisez la valeur de R3 à 1M $\Omega$ .

Le circuit illustré procure un rendement supérieur à 80% tout en fournissant un courant de 250mA avec une entrée sous 2,0V ou un courant de 500mA avec une entrée sous 2,7V. Les MOSFET Harris ont une tension  $V_{GS(TH)}$  sous 2,0V (max.), mais en installant plutôt un commutateur avec une tension  $V_{GS(TH)}$  plus basse (comme le Temic Si6946DQ), vous pouvez modifier le circuit pour démarrer avec une tension de batterie sous seulement 1,8V (par contre, le composant Temic possède une résistance  $R_{DS(ON)}$  plus élevée).

*Une idée semblable a été publiée en septembre 1998 dans Electronics World & Wireless World.*

## DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

# Un régulateur abaisseur alimenté par deux piles AA (LR6)

La conversion DC/DC est plus complexe lorsque les tensions d'entrée et de sortie sont toutes deux basses. Des CI élévateurs fonctionnant à partir d'une tension inférieure à +1V sont disponibles, mais les CI abaisseurs qui acceptent des tensions d'entrée proches de +2V sont impossibles à trouver. Il est donc difficile d'avoir une alimentation efficace pour une mémoire d'UC dans un appareil de poche si la source d'alimentation est une batterie composée de deux piles AA (LR6). La sortie de cette batterie peut descendre à 1,8V lorsqu'elle est déchargée.

Le convertisseur abaisseur à découpage de la **figure 1** (IC1) produit un courant supérieur à 600mA sous 1,5V à partir d'une entrée provenant de deux piles AA variant entre +3,4V et +1,8V. Le rail sous 3,3V qui alimente ce contrôleur abaisseur provient d'un contrôleur élévateur à redressement synchrone et courant élevé (IC3), lequel est autrement présent pour alimenter une logique externe et les blocs d'E/S de l'UC. Remarquez que IC1 est alimenté sous 3,3V, mais que le courant de la sortie sous 1,5V est généré directement depuis la batterie.

Lorsque les rails sous 3,3V est trop bas pour faire fonctionner adéquatement IC1, le MOSFET à découpage (Q1) est désactivé par Q2, D2 et un circuit de réinitialisation SOT23 (IC2). Sans ces composants, les conditions d'une mise sous tension (tension de batterie présente, mais tension sous 3,3V momentanément absente, tirant ainsi la porte Q1 au niveau bas) peuvent générer une tension de sortie égale à la tension de batterie.

Le rendement de conversion mesuré à la sortie sous 1,5V (environ 85%) est relativement bon pour les minuscules composants du circuit : un MOSFET de puissance en SOT23 3 broches (Q1) et des inductances de 5mm de diamètre montées en surface. Pour la sortie sous 3,3V, le redressement synchrone intégré de IC3 produit un rendement supérieur à 90%.

*Une idée semblable a été publiée dans EDN du 7 janvier 1999*

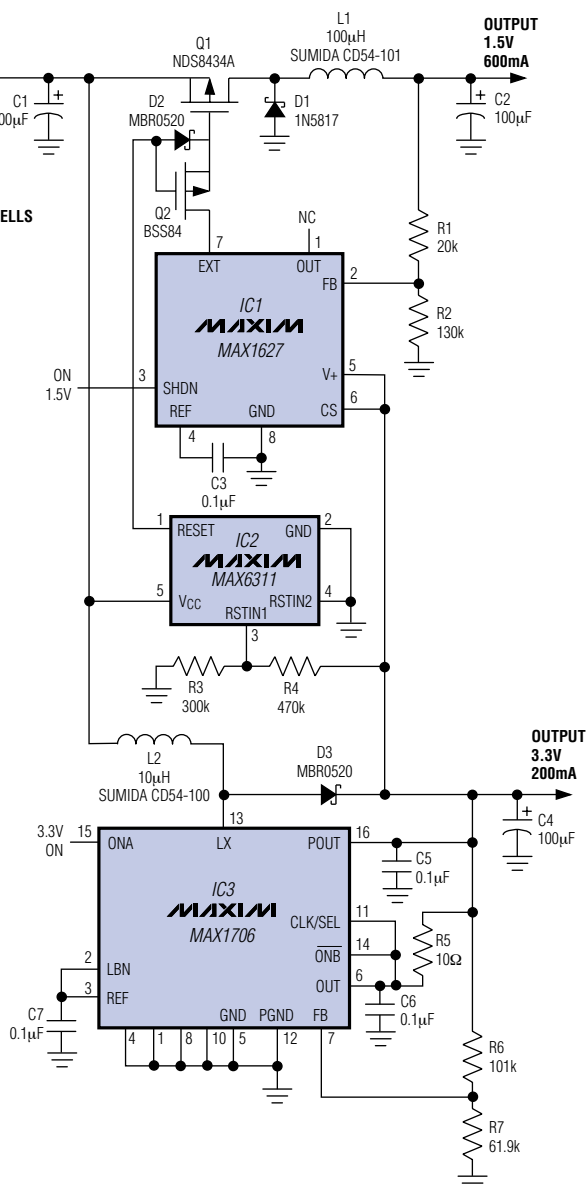


Figure 1. Alimenté par IC3 (un contrôleur élévateur sous 3,3V), le contrôleur abaisseur IC1 produit une tension sous 1,5V à partir d'entrées sous seulement 1,8V. Si le rail sous 3,3V descend sous le minimum permis, IC2 et Q2 arrêtent le circuit en désactivant Q1.

## DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

# De minuscules moniteurs de température commandent un contrôleur de ventilateur à 3 vitesses

La combinaison d'un contrôleur à découpage avec des circuits peu coûteux de surveillance de température permet de produire un contrôleur de ventilateur à 3 vitesses (figure 1). Utile dans plusieurs applications, ce circuit réduit le bruit et la consommation des ordinateurs, des contrôleurs de température et des systèmes d'alarme.

Cette idée a pu être réalisée avec les capacités de mise en veille et de tension de sortie sélectable par broches du circuit IC3, le circuit régulant pour avoir 3,3V ou 5V sur la broche OUT. Les niveaux logiques appliqués à ces entrées ( $\bar{3}/5$  et SHDN) et les résistances de contre-réaction ayant des valeurs bien choisies (R2 et R3) définissent les niveaux de tension de sortie (disponibles un à la fois) à 0V, 8V et 12V. En général, la tension inférieure (V<sub>OUT1</sub>, égale à 8V dans ce cas) est déterminée par le diviseur R2/R3, alors que la tension supérieure (V<sub>OUT2</sub>) (égale à 12V dans ce cas) est déterminée par le produit de V<sub>OUT1</sub> et un rapport interne :

$$V_{OUT1} = 3,3[(R2+R3)/R3]$$

$$V_{OUT2} = V_{OUT1}(5/3,3)$$

Les moniteurs de température (IC1 et IC2) ont des sorties à drain ouvert ( $\bar{TOVER}$ ) qui sont tirées au niveau bas lorsque la température ambiante dépasse un seuil interne programmé en usine. Les moniteurs sont proposés dans de minuscules boîtiers SOT23 5 broches, avec des seuils dans

une plage de +35°C à +115°C. Lorsque la température dépasse le seuil de IC2 (+45°C dans cet exemple), le composant active IC3 en plaçant sa borne SHDN au niveau bas. L'entrée  $\bar{3}/5$  de IC3 demeure basse, produisant une tension sous 3,3V à OUT (et 8V au ventilateur) jusqu'à ce que la température augmente à +65°C. A ce moment, la sortie de IC1 passe au niveau bas, désactivant Q2, de façon à ce que R6 fasse passer l'entrée  $\bar{3}/5$  au niveau haut, afin d'appliquer une tension de 12V sur le ventilateur. Q2 est nécessaire pour inverser le signal et respecter le seuil de niveau haut de l'entrée  $\bar{3}/5$  (V+ -0,5V).

Puisque IC3 peut produire un rapport cyclique de 100%, il est possible d'avoir une très faible tension de déchet pour cette application, environ 150mV avec une charge de 1A. Le rendement de conversion est indépendant de la tension de sortie, mais varie avec le courant de sortie. Il se situe entre 85% et 96% lorsque le courant est entre 10mA et 1A. Le rendement moyen est de 90%. Sous des températures basses ne nécessitant pas l'utilisation du ventilateur (sous +45°C), le régulateur de découpage se met en mode veille et abaisse le courant d'alimentation de ce circuit à environ 100µA.

*Une idée semblable a été publiée dans Electronic Design du 22 février 1999.*

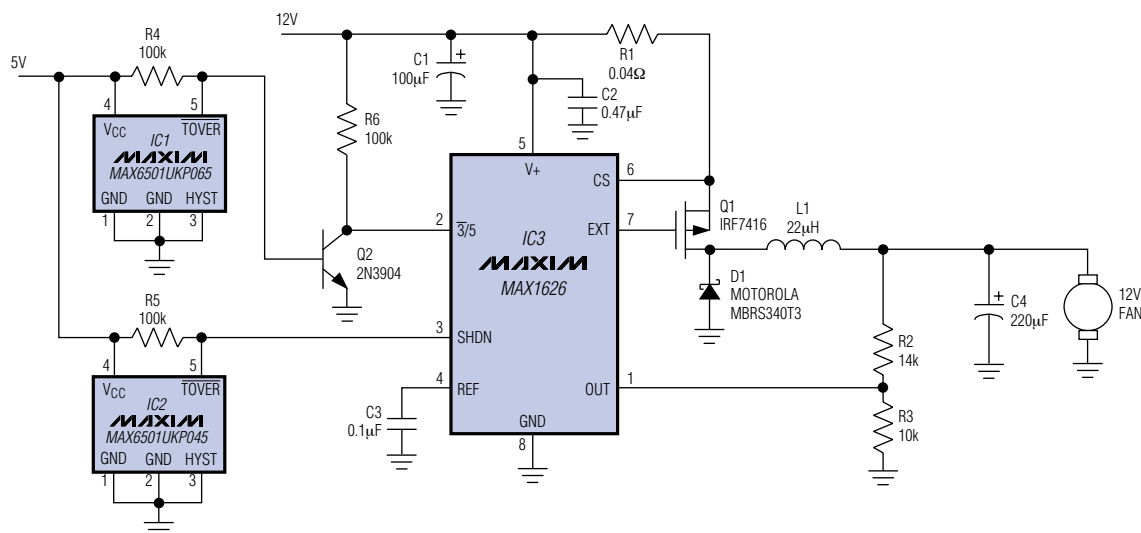


Figure 1. Contrôlés par les moniteurs de température IC1 et IC2, ce contrôleur à découpage (IC3) applique au ventilateur une tension sous 0V, 8V ou 12V.



# PRODUITS NOUVEAUX

## CAN 8 bits avec T/H 2,2GHz, conversions à 1Géch/s

Le MAX104 est un convertisseur analogique/numérique (CAN) bipolaire monolithique 8 bits offrant une vitesse de numérisation de 1Géch/s. Le MAX104 est parfait pour les applications rapides de communication, d'instrumentation et d'acquisition de données avec une grande largeur de bande, une bonne linéarité et des performances dynamiques élevées.

Contrairement aux autres CAN qui échantillonnent sous 8 bits au gigahertz, le MAX104 présente un rapport SINAD de 47dB et une SFDR de 52dB avec une fréquence d'entrée de 500MHz (Nyquist). Pour ces deux paramètres, le MAX104 maintient les mêmes niveaux de performance, à 1dB près, jusqu'à deux fois la fréquence d'entrée sous Nyquist (soit 1GHz).

Le MAX104 réussit à offrir ces performances élevées grâce à une conception innovante et la technologie propriétaire Maxim bipolaire GST-2 27GHz. Un échantillonneur-bloqueur (T/H) intégré à entrée entièrement différentielle utilise des diodes Schottky et des résistances ajustées au laser pour donner une non-linéarité intégrale typique (INL) et une non-linéarité différentielle (DNL) inférieure à  $\pm 0,25\text{LSB}$ , une largeur de bande pleine puissance de 2,2GHz et une instabilité d'ouverture inférieure à 0,5ps. Les performances du MAX104 sont encore plus améliorées grâce à l'utilisation d'un mode de décodage propriétaire intégré, garantissant une faible occurrence des états métastables de 1 sur  $10^{16}$  cycles d'horloge, sans aucune erreur dépassant 1LSB.

L'intégration dans un boîtier adéquat est également critique pour obtenir un bon rendement à ces fréquences. Le MAX104 utilise un boîtier ESBGA™ (Enhanced Super Ball-Grid

Array) à 192 contacts de 25x25x1,4mm pour minimiser les effets parasites, fournir des chemins de signaux à impédance contrôlée et éliminer la nécessité d'une dissipation thermique dans la plupart des applications.

Pour faciliter l'interface numérique, le MAX104 propose un démultiplexeur intégré et sélectable à sorties 8/16 qui ralentit le débit de 1Géch/s à 500Mmots par seconde, aiguillé vers deux sorties basse tension, parallèles et différentielles sur 8 bits (PECL). Présentées en format offset binaire, les données comprennent une horloge de sortie et un bit de dépassement de plage. Ce composant fonctionne à partir d'alimentations sous  $\pm 5\text{V}$  et est compatible avec des interfaces de sortie entre 3V et 5V.

Le MAX104 est spécifié pour la plage de température commerciale ( $0^\circ\text{C}$  à  $+70^\circ\text{C}$ ). Un kit d'évaluation comprenant le MAX104 est disponible pour faciliter tests et mise au point.

*ESBGA est une marque déposée d'Amkor/Anam.*

## CAN pseudo-différentiels série 8 bits en boîtier $\mu\text{MAX}$ 10 broches

Les MAX1106/MAX1107 sont des CAN 8 bits comprenant un échantillonneur-bloqueur, une référence de tension, une horloge et une interface série. A titre de plus petits CAN pseudo-différentiels 8 bits de toute l'industrie, ils sont offerts dans un boîtier  $\mu\text{MAX}$  10 broches deux fois plus petit qu'un SO 8 broches. Grâce à leur petite taille, leur faible consommation, leurs excellentes performances dynamiques et leur facilité d'utilisation, ces composants sont parfaits pour les applications portatives alimentées par batterie.

Le MAX1106 fonctionne à partir d'une alimentation sous +2,7V à +5,5V, tandis que le MAX1107 fonctionne à partir d'une alimentation sous +4,5V à +5,5V. Tous deux consomment seulement 130 $\mu\text{A}$  à leur taux de

conversion le plus élevé (50kéch/s). Leur plage d'entrée analogique à pleine échelle est déterminée par la tension de référence interne (2,048V pour le MAX1106 et 4,096V pour le MAX1107) ou par une référence appliquée en externe dans la plage 1V à  $V_{\text{DD}}$ .

Lorsque les composants MAX1106/MAX1107 ne sont pas utilisés, un mode veille commandé par logiciel peut réduire leur courant d'alimentation à 0,5 $\mu\text{A}$ . L'interface série quadrafilaire se connecte directement à des composants SPI™, QSPI™ et MICROWIRE™ sans aucune logique externe.

*SPI et QSPI sont des marques déposées de Motorola Inc.*

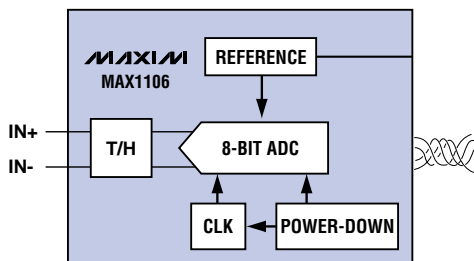
*MICROWIRE est une marque déposée de National Semiconductor Corp.*

## Potentiomètres numériques en boîtier SOT23 pour \$ 0,34

Les MAX5160/MAX5161 sont des potentiomètres numériques à prises linéaires possédant chacun une résistance fixe d'une extrémité à l'autre et un contact de balayage sur 32 pas. Grâce à leur encombrement réduit et leur faible prix (\$0,34), ils peuvent facilement remplacer des potentiomètres mécaniques, lesquels deviennent encrassés et peu fiables avec le temps (auparavant, les potentiomètres numériques étaient trop coûteux pour les remplacer). Les MAX5160/MAX5161 offrent une excellente façon d'ajuster la polarisation d'un affichage à cristaux liquides dans un appareil de poche.

Offert dans un boîtier SOT23 6 broches de 3x3mm, le MAX5161 occupe 70% moins d'espace que les composants semblables offerts dans un boîtier SO 8 broches. Un faible coefficient de température ratiométrique (5ppm/ $^\circ\text{C}$ ) permet au MAX5161 d'être utilisé avec un amplificateur à gain programmable nécessitant un gain stable en température.

Doté d'une commande numérique trifilaire, le MAX5160 est livré dans un boîtier  $\mu\text{MAX}$  8 broches à encombrement réduit. Quant au MAX5161, il est doté d'une commande numérique bifilaire et est offert dans un boîtier SOT23 6 broches. Chacun est disponible en trois versions, selon la résistance d'une extrémité à l'autre : 50k $\Omega$ , 100k $\Omega$  ou 200k $\Omega$ . Les prix débutent à \$0,34 (50 000 unités et plus, direct usine, FOB USA).



# PRODUITS NOUVEAUX

## CAN sigma-delta 18 bits sous 3V, INL 0,0015%

Les MAX1401/MAX1403 sont des CAN 18 bits garantissant des performances sur 16 bits (INL de 0,0015%) à 480é/s. Des mesures brutes avec une précision sur 12 bits (INL de 0,024%) peuvent être exécutées 10 fois plus rapidement, à des taux de conversion atteignant 480é/s. Ce niveau élevé de précision est idéal pour les transducteurs de pression, les équipements de contrôle industriels et autres applications nécessitant une dynamique étendue.

Les MAX1401/MAX1403 fonctionnent à partir d'une alimentation analogique sous +3V et d'une alimentation numérique sous +3V. Leur faible consommation en fonctionnement (1,5mW) descend à moins de 50µW en mode veille. Le MAX1403 procure des sources de courant appariées de 200µA pour l'excitation des capteurs, tandis que le MAX1401 procure un accès direct à la sortie du multiplexeur et à l'entrée du CAN pour insérer une circuiterie supplémentaire de conditionnement des signaux.

## CNA 12 et 13 bits avec référence de 10ppm/°C

Les composants de la série MAX5120/MAX5130 sont des CNA 12 et 13 bits à sortie tension et entrée série avec un amplificateur de sortie rail à rail et une référence bandgap précise. Contrairement à d'autres CNA comparables avec référence interne, ces composants garantissent des coefficients de température (tempco) inférieurs à 10ppm/°C sur la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C). Ils garantissent également une monotonie sur 13 bits, une DNL maximale de ±1LSB et une INL de ±1/2LSB.

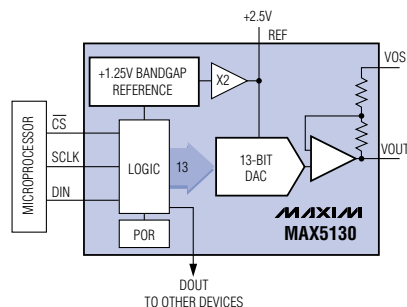
Les composants de cette série de CNA à faible consommation fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +3V ou +5V et ne consomment que 500µA (en fonctionnement) ou 3µA (en veille). La réinitialisation à la mise sous tension réduit les erreurs de sortie durant la mise sous tension, permettant d'avoir un état de sortie initial sélectable par l'utilisateur équivalent à zéro ou à la valeur de mi-échelle. La sortie de l'amplificateur interne accessible par l'utilisateur, ainsi que son entrée inverseuse, permettent d'avoir des configurations de gain spécifiques, un contrôle à distance et une capacité de commande de sortie

Ces composants réduisent l'encombrement et les délais de conception en combinant un réseau de commutation, un amplificateur à gain programmable (PGA) et deux tampons avec un oscillateur interne, un filtre numérique intégré, un modulateur, un CNA de correction du décalage de système et une interface série bidirectionnelle. Des décalages de système atteignant 117% de la plage pleine échelle sélectionnée peuvent être corrigés avec le CNA intégré de correction du décalage. Les entrées analogiques peuvent être configurées sous forme de cinq canaux entièrement différentiels ou cinq canaux pseudo-différentiels et deux canaux différentiels. Les autres caractéristiques de ces composants comprennent notamment un balayage de canal automatique pouvant être configuré par l'utilisateur, un mode de sortie de données continue et un mode de conversion sur demande.

Les MAX1401/MAX1403 sont offerts dans un boîtier SSOP 28 broches.

élevée dans une grande variété d'applications de puissance/mesure. Les sorties tamponnées commandent des charges de 5kΩ || 100pF ou 4-20mA.

Chaque composant possède une interface série compatible avec les normes série SPI™, QSPI™ et MICROWIRE™. Offerts dans des boîtiers QSOP 16 broches à encombrement réduit, ces composants sont disponibles en versions sortie tension (MAX5120/MAX5121 12 bits et MAX5130/MAX5131 13 bits), ainsi qu'en versions puissance/mesure (MAX5122/MAX5123 12 bits et MAX5132/MAX5133 13 bits).



## Conditionneur de signaux capteur de précision 1% à ajustage numérique

Le MAX1478\* est un processeur de signaux analogiques hautement intégré qui est optimisé pour le calibrage et la compensation de capteurs piezorésistifs. Ne nécessitant aucun composant externe, il comprend une source de courant programmable (0,1mA à 2,0mA) pour l'excitation des capteurs, un PGA 3 bits, une EEPROM interne 128 bits et quatre CNA 12 bits. La précision est à ±1% de l'erreur de reproductibilité du capteur. Le MAX1478 assure la compensation des capteurs au silicium piezorésistifs en ce qui concerne le décalage, le coefficient de température du décalage, la sortie pleine échelle, le coefficient de température de la sortie pleine échelle et la non-linéarité de la sortie pleine échelle.

En ajustant l'échelle et le décalage du signal d'entrée dans les CNA, le MAX1478 compense les erreurs de température du premier ordre et élimine les bruits de quantification. Des fonctions intégrées permettent au MAX1478 de réunir trois opérations de fabrication de capteurs en un seul procédé automatisé :

**Prétest :** L'ordinateur hôte acquiert les données des capteurs.

**Calibrage et compensation :** L'ordinateur hôte transfère les coefficients de calibrage et de compensation à l'EEPROM interne du MAX1478.

**Test final :** L'ordinateur hôte vérifie le calibrage et la compensation sans enlever le MAX1478 de son support de test.

Même s'il est optimisé pour une utilisation avec des capteurs piezorésistifs, le MAX1478 peut être associé à des composants externes et fonctionner avec des accéléromètres, des jauges de contrainte et d'autres capteurs résistifs. Pour répondre aux exigences spéciales de ses clients, Maxim possède une bibliothèque contenant plus de 90 blocs fonctionnels spécifiés pour certains capteurs. Pour de plus amples informations, contacter Maxim France.

Le MAX1478 est offert sous forme de puce ou dans un boîtier SSOP 16 broches.

\*Le MAX1478 est un produit futur.

# PRODUITS NOUVEAUX

## Amplificateur complet de mesure du courant côté chaud en boîtier SOT23

Le MAX4173 est un amplificateur de mesure du courant côté chaud disponible en boîtier SOT23 6 broches occupant un espace de seulement 3x3mm. Contrairement aux techniques de mesure du courant qui interrompent le plan de masse du circuit, ce minuscule composant utilise une seule résistance de mesure du courant côté chaud entre l'alimentation et la charge. Cette résistance externe permet à l'utilisateur de choisir une plage pleine échelle pour le courant mesuré.

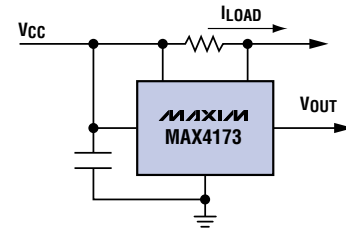
Trois gains ajustés en usine sont disponibles :

- +20V/V (MAX4173T)
- +50V/V (MAX4173F)
- +100V/V (MAX4173H)

Le MAX4173 propose une vaste plage de tension d'alimentation se situant entre +3V et +28V. Son architecture permet à une tension d'entrée en mode commun de se situer entre 0V et +28V, indépendamment de la tension d'alimentation. Des entrées de détection de masse maintiennent la linéarité. Il empêche également les inversions de phase en sortie lorsque la tension d'entrée en mode commun est proche de la masse. Cette caractéristique est utile lors des mises sous

tension et des mises en veille, ainsi que durant les conditions de défaut d'entrée. Le MAX4173 offre une précision à pleine échelle de 0,5%. Sa bande de 1,7MHz ( $AV = +20V/V$ ) est utile dans les applications de contrôle du courant en boucle fermée.

Le MAX4173 est disponible en boîtiers SOT23 6 broches et SO 8 broches.



## Amplificateurs différentiels de consommation 42µA sous +2,7V

Les MAX4198/MAX4199 sont des amplificateurs différentiels à micro-consommation et alimentation simple avec des résistances internes d'ajustement de gain précis et des sorties rail à rail. Contrairement aux amplificateurs différentiels qui fonctionnent uniquement à partir d'alimentations sous +5V, ceux-ci fonctionnent avec des tensions d'alimentation simple se situant entre +2,7V et +7,5V tout en consommant seulement 42µA. Ils sont parfaits pour les instruments portatifs précis et les équipements à faible consommation. Pour prolonger encore plus l'autonomie des batteries, ils offrent un mode veille à faible consommation

qui réduit le courant d'alimentation à 6,5µA. Ces deux amplificateurs ont une réjection d'alimentation de 110dB et affichent une distorsion harmonique totale de 0,001% à 1kHz.

Ajusté en interne pour un gain unitaire, le MAX4198 affiche une largeur de bande de 175kHz à -3dB, une précision de 0,01%, une non-linéarité de 0,0003% et une réjection en mode commun de 90dB. Ajusté en interne pour un gain de +10V/V, le MAX4199 affiche une largeur de bande de 45kHz à -3dB, une précision de 0,01%, une non-linéarité de 0,0003% et une réjection en mode commun de 110dB.

Les MAX4198/MAX4199 sont offerts en boîtiers SO 8 broches et µMAX 8 broches à encombrement réduit (même dimensions que les MSOP standard).

## Amplis op rail à rail de gain 115dB avec une charge de 1kΩ

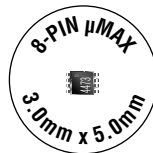
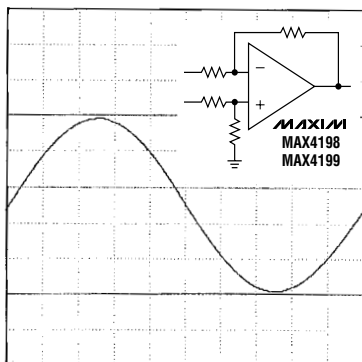
Les MAX4281/MAX4282/MAX4284 sont des amplis op rail à rail simple/double/quadruple avec un produit gain/bande de 2MHz. Contrairement à la majorité des amplis op rail à rail, ils possèdent une architecture de sortie propriétaire pouvant commander des charges de 1kΩ à moins de 160mV de chaque rail, sans aucune dégradation du gain en boucle ouverte de 115dB. Fonctionnant à partir d'une alimentation simple sous +2,5V à +5,5V, ces amplis op stables au gain unité conviennent à ux applications générales basse tension qui nécessitent une dynamique de sortie assez large. Ils constituent des versions à boucle ouverte des nouveaux amplificateurs Gain-Amp™ offrant des réseaux de gain interne ajustés en usine.

Les MAX4281/MAX4282/MAX4284 consomment seulement 300µA et sont stables avec des charges atteignant 470pF. A 20kHz avec une dynamique de sortie de 1Vp-p, ils présentent une distorsion harmonique totale de 104dB. Les versions double/quadruple affichent une diaphonie de 90dB à 100kHz.

Le MAX4281 est offert dans un boîtier SOT23 5 broches à encombrement réduit ou dans un SO 8 broches. Quant au MAX4282, il est offert en boîtiers SO et µMAX 8 broches, tandis que le MAX4284 est offert en boîtiers SO 14 broches et QSOP 16 broches.

Gain-Amp est une marque déposée de Maxim Integrated Products.

### SORTIE DE RAIL A RAIL ALIM. SIMPLE +2,7V



# PRODUITS NOUVEAUX

## Un seul circuit pour contrôler la montée et la descente de puissance des PA GSM

Le MAX4473 contrôle les montées et les descentes graduelles de puissance des amplificateurs de puissance (PA), conformément aux exigences des PA de téléphones cellulaires GSM et AMRT. Le minuscule boîtier  $\mu$ MAX 8 broches de 3x5mm remplace trois amplis op discrets et une poignée de composants passifs, simplifiant ainsi l'implantation et la conception des téléphones cellulaires en éliminant virtuellement les divers parasites RF et les problèmes de stabilité. Optimisés pour respecter les exigences strictes de vitesse de montée et de largeur de bande des normes GSM, le MAX4473 garantit des délais d'activation et de désactivation de 1,5 $\mu$ s, ainsi qu'un faible

courant d'alimentation (1,2mA), réduisant la consommation énergétique sans affecter la réponse dynamique. Trois résistances de gain externe procurent une polyvalence maximale.

Les téléphones cellulaires GSM et AMRT délivrent des impulsions en transmission, puis ils se coupent. Les salves typiques surviennent à 200Hz avec un rapport cyclique de 1/8. Le principal défi associé à la conception de ces systèmes RF consiste à augmenter et diminuer graduellement la puissance conformément aux spécifications GSM sans produire de rayonnements ou de débordement de fréquence parasite. Pour maintenir la stabilité et éliminer les problèmes de parasites, les circuits nécessitent actuellement plusieurs amplis op et une poignée de composants passifs. Le MAX4473 simplifie ces systèmes en combinant tous les amplificateurs nécessaires dans un seul composant et en optimisant le rendement spécifiquement pour les applications GSM.

Capable de commander des charges de 500 $\Omega$  ou 300pF (ou les deux en parallèle), la robuste sortie rail à rail de ce composant est conçue pour commander les entrées de contrôle du gain basse impédance d'un amplificateur de puissance. Pour obtenir un contrôle de puissance précis sur une vaste plage en mode commun et éviter les inversions de phase aux sorties, l'amplificateur d'erreur interne possède également des entrées rail à rail. Les autres caractéristiques du MAX4473 comprennent notamment un buffer d'entrée de commande rail à rail et une vaste plage de tension d'alimentation s'étendant de +2,7V à +6,5V. En mode veille, ce composant offre un rappel à la masse actif pour la sortie et ne consomme que 1 $\mu$ A.

Le MAX4473 est offert en boîtiers SO 8 broches et  $\mu$ MAX 8 broches à encombrement réduit (même dimensions que les MSOP normalisés).

## Commutateurs audio/vidéo à commande série offrant un fonctionnement sans « clic »

Les MAX4562/MAX4563 sont des commutateurs analogiques commandés par une interface de données série. Parfaits pour les applications multimédias, ils offrent une résistance passante ne dépassant pas 30 $\Omega$  appariées à 5 $\Omega$ , ainsi qu'une uniformité garantie à moins de 5 $\Omega$  sur la plage de signaux analogiques. Ces deux composants offrent une commutation douce sélectable, procurant un fonctionnement sans clic utile dans les applications audio. La diaphonie et l'isolation entrée/sortie sont à -85dB avec 20kHz pour les applications audio et à -55dB avec 10MHz pour les applications vidéo. La distorsion harmonique totale en audio est de 0,007%.

Les MAX4562/MAX4563 contiennent chacun deux commutateurs SPDT normalement ouverts et deux commutateurs SPST normalement ouverts, lesquels peuvent, par exemple, être configurés sous forme de commutateurs en T dans des applications vidéo. Le MAX4562 possède une interface série bifilaire compatible I<sup>2</sup>C, tandis que le MAX4563 possède une interface série trifilaire compatible SPI<sup>TM</sup>/QSPI<sup>TM</sup>/MICROWIRE<sup>TM</sup>. Ces deux composants fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V.

Les MAX4562/MAX4563 sont offerts dans un boîtier QSOP 16 broches.

## Circuits avec protection antidéfaillance, signal commuté rail à rail

Une nouvelle configuration de circuit conçue pour protéger les commutateurs contre les transitoires à l'extérieur de la plage d'alimentation normale nous a permis de produire une grande variété de composants avec protection antidéfaillance : des commutateurs quadruples unipolaires et unidirectionnels (SPST) (MAX4511/MAX4512/MAX4513), des multiplexeurs 8 canaux et 4 canaux doubles (MAX4508/MAX4509) et des protecteurs de signal 3/8 en ligne (MAX4506/MAX4507). Tous ces composants ont une capacité de traitement de signal rail à rail sur toute la plage de tension d'alimentation.

Ces composants ont une protection d'entrée hors tension à  $\pm$ 40V et une protection contre les surtensions jusqu'à  $\pm$ 36V durant les mises sous tension et mises en veille. La borne affectée se place en circuit ouvert durant une défaillance, présentant seulement une fuite de

quelques nanoampères au niveau de la source. Pour garantir des sorties non ambiguës, la sortie du commutateur s'accroche à la tension d'alimentation appropriée et fournit un courant de charge atteignant 10mA, avec une polarité adéquate, lorsqu'une défaillance survient.

Les autres caractéristiques de ces composants comprennent notamment une faible résistance passante (max. 100 $\Omega$ ) et une résistance passante appariée à 6 $\Omega$  (max.). Le courant de fuite hors tension en entrée est de 0,5nA à +25°C et à 10nA à +85°C. Tous les composants fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +9V à +36V ou à partir d'alimentations doubles entre  $\pm$ 4,5V et  $\pm$ 18V. Les seuils d'entrée numériques (+0,8V et +2,4V) garantissent une compatibilité avec les logiques TTL et CMOS.

Ces composants sont offerts en boîtiers DIP/SO 8 broches, DIP/SSOP/SO étroit 16 broches, DIP/SO 18 broches et SSOP 20 broches.





# PRODUITS NOUVEAUX

## Commutateurs analogiques CMOS quadruples économiques basse tension compatibles avec les 74HC4066

Les MAX4610/MAX4611/MAX4612 sont des commutateurs analogiques SPST quadruples constituant des remplacements peu coûteux et compatibles broche à broche pour les commutateurs analogiques standard 74HC4066. Les résistances passantes (max.  $65\Omega$ ) sont appariées à  $4\Omega$  (max.) et uniformes à  $15\Omega$  (max.) sur la plage de signaux spécifiée. Chaque commutateur accepte des tensions d'entrée entre  $V+$  et la masse, ainsi qu'un courant de fuite hors tension ne dépassant pas  $1nA$  avec  $T_A = +25^\circ C$  et  $6nA$  avec  $T_A = +85^\circ C$ .

Doté de quatre commutateurs normalement ouverts (NO), le MAX4610 est le remplacement du 74HC4066. Le MAX4611 possède quatre commutateurs normalement fermés (NF), tandis que le MAX4612 possède deux commutateurs NO et deux commutateurs NF. Tous fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous  $+2V$  à  $+12V$  et toutes les entrées numériques ont des seuils logiques de  $+0,8V$  et  $+2,4V$ , lesquels garantissent une compatibilité logique TTL/CMOS lorsqu'ils fonctionnent à partir d'une alimentation sous  $+5V$ . La protection contre les décharges électrostatiques dépasse  $2kV$  selon la méthode 3015.7.

Les MAX4610/MAX4611/MAX4612 sont disponibles en boîtiers SO étroit et DIP 14 broches, ainsi qu'en boîtier TSSOP 14 broches.

## Circuits d'alimentation à six sorties pour téléphones satellite

Les MAX886\*/MAX888 sont des alimentations à 6 sorties et rendement élevé pour combinés sans fil, comme ceux des téléphones satellite et des radios mobiles privés. Ces systèmes intégrés de gestion d'alimentation comprennent un convertisseur abaisseur de  $500mA$ , une pompe de charge régulée sous  $+5V$ , une réinitialisation à la mise sous tension, une base de temps à la mise sous tension et quatre régulateurs linéaires à faible bruit et faible chute (LDO). Les tensions de sortie du convertisseur principal et des LDO sont définies par une interface série compatible I<sup>2</sup>C™/SMBus™.

Avec une tension de sortie programmable entre  $2,5V$  et  $3,8V$ , le MAX886 est conçu pour les systèmes alimentés par deux

## Convertisseurs abaisseurs PWM faible bruit, entrée 14V et débit 1A

Les MAX1684/MAX1685 sont des régulateurs abaisseurs à découpage et rendement élevé qui ont été conçus pour les téléphones cellulaires, les PDA de communication et les terminaux portatifs. Chaque composant fournit un courant de sortie garanti à  $1A$  lorsqu'il est alimenté par une batterie de 2 accumulateurs Lithium-Ion. La tension de sortie prédéterminée sous  $3,3V$  peut également être ajustée en externe sur la plage de  $1,25V$  à  $V_{IN}$ . Une vaste plage d'entrée ( $+2,7V$  à  $+14V$ ) permet aux CI de fonctionner à partir d'une prise murale ou d'une batterie.

Une faible résistance passante dans le commutateur de puissance incorporé et le redresseur synchrone permettent d'avoir un rendement atteignant  $96\%$ . Chaque convertisseur offre quatre modes de fonctionnement : normal, fréquence fixe, faible consommation et veille. Le mode normal (courant de repos à  $150\mu A$ ) conserve un rendement élevé avec toutes les charges ; la régulation PWM offre d'excellentes caractéristiques de bruit; le mode faible consommation (courant de repos à  $25\mu A$ ) réduit la consommation lorsque le système est en attente ou lorsqu'une charge complète n'est pas nécessaire; le mode veille ( $2\mu A$ ) arrête le CI.

accumulateurs Li-Ion. Avec une tension de sortie programmable entre  $1,5V$  et  $3,0V$ , le MAX888 est conçu pour les systèmes alimentés par un seul accumulateur Li-Ion.

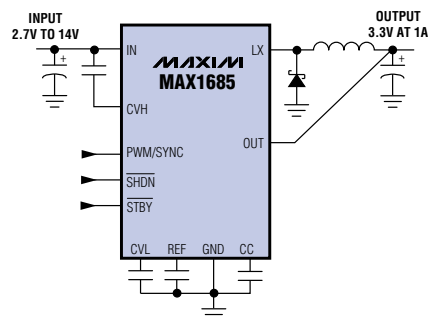
Le convertisseur principal fournit un courant atteignant  $500mA$  avec un rendement pouvant aller jusqu'à  $94\%$ . Le LDO de  $200mA$  alimente la section pour traitement de signal numérique. Les deux LDO de  $100mA$  alimentent et isolent les section de réception/transmission FI, tandis que le LDO de  $20mA$  alimente une carte SIM sous  $+5V$  ou  $+3V$ . La pompe de charge régulée fournit une tension sous  $+5V$  pour l'afficheur à cristaux liquides.

Les deux composants fonctionnent en mode PWM faible bruit avec une fréquence fixe programmable de  $375kHz$ ,  $535kHz$ ,  $670kHz$  ou  $925kHz$ . Ils peuvent également être synchronisés avec une horloge externe. Le courant de repos est de seulement  $250\mu A$ ,

Le MAX1684 fonctionne à  $300kHz$  pour un rendement maximal, alors que le MAX1685 fonctionne à  $600kHz$  pour permettre l'utilisation de composants externes plus petits. Ces deux composants peuvent être synchronisés avec une horloge externe. Ils offrent également un rapport cyclique à  $100\%$  pour les applications à faible tension de déchet, ainsi qu'une référence tension précise à  $1\%$  et une sortie auxiliaire de  $3V/5mA$ .

Pour les applications qui acceptent des tensions d'entrée plus basses (jusqu'à  $+5,5V$  max.), vous pouvez utiliser un MAX1692 dans un boîtier  $\mu MAX$  10 broches.

Les MAX1684/MAX1685 sont offerts dans un boîtier QSOP 16 broches à encombrement réduit. Un kit d'évaluation est aussi proposé pour raccourcir les délais de conception.



même lorsque tous les composants sont sous tension. Un seul bouton poussoir commande la mise en veille, réduisant la courant d'alimentation à seulement  $5\mu A$ . Les CI proposent également une disjonction thermique et un détecteur de batterie faible avec hystérésis.

Des systèmes d'évaluation préassemblés (MAX886EVSYS et MAX888EVSYS) sont disponibles avec les composants externes recommandés, afin de réduire les délais de conception. Ces systèmes comprennent également une interface compatible I<sup>2</sup>C/SMBus avec un logiciel sous Windows, lequel vous permet de contrôler les fonctions programmables par le port parallèle d'un micro-ordinateur. Le MAX886ECJ et le MAX888ECJ sont offerts dans un boîtier TQFP 32 broches de seulement  $9x9mm$ .

*\*Produit futur—Maxim France vous renseignera sur sa disponibilité.*

*SMBus est une marque déposée d'Intel Corp.*

# PRODUITS NOUVEAUX

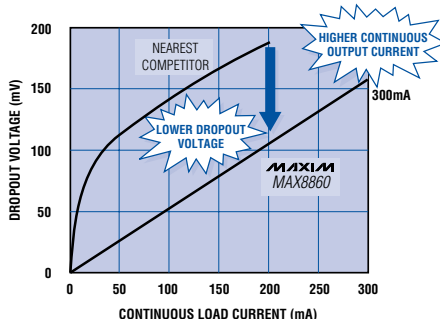
## Régulateur LDO en boîtier $\mu$ MAX, 300mA de sortie garanti

Le MAX8860 est un régulateur linéaire faible chute (LDO) garantissant un courant de sortie atteignant 300mA lorsqu'il délivre une tension sous 1,8V à 3,0V à partir d'une alimentation sous +3,3V. Ce niveau de performance est nécessaire aux téléphones cellulaires et autres systèmes de communication sans fil pour alimenter les sections DSP, bande de base analogique et synthétiseur/VCO. D'une hauteur inférieure à 1,1mm, le MAX8860 est offert dans un boîtier  $\mu$ MAX occupant deux fois moins d'espace qu'un SO 8 broches.

Une sortie MOSFET canal P autorise un courant d'alimentation faible (165 $\mu$ A) et une faible tension de déchet (105mV à 200mA) avec n'importe quelle charge jusqu'à 300mA. (Dans le cas de régulateurs linéaires avec sorties PNP, le courant d'alimentation en pleine charge peut être de plusieurs milliampères.) Pour conserver plus d'énergie, un mode veille à commande logique réduit le courant d'alimentation à moins de 1 $\mu$ A.

La sortie FAULT indique une perte de régulation attribuable à une chute de tension, une surcharge de courant ou thermique. Le seuil FAULT interne suit la tension de déchet avec le courant de charge, prolongeant l'autonomie des batteries en permettant le fonctionnement avec une tension d'entrée de plusieurs centaines de millivolts inférieure à ce qui peut être obtenu avec des comparateurs de batterie basse simples. Les autres caractéristiques de ces composants comprennent notamment une protection de polarité en cas d'inversion de batterie et un bruit très faible de 60 $\mu$ Veff. Le MAX8860EUA est offert dans un petit boîtier  $\mu$ MAX 8 broches.

## LA PLUS FAIBLE CHUTE POUR LE PLUS FORT COURANT



## Inverseurs de tension à capacités commutées en SOT23 avec mode veille 1nA

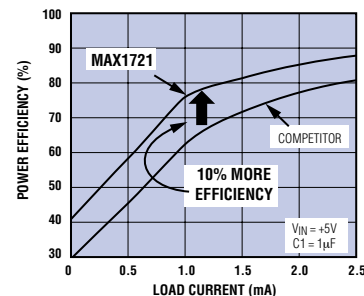
Les MAX1720/MAX1721 sont des inverseurs avec pompe de charge offerts sous forme de composants CMOS monolithiques miniatures pouvant accepter des tensions d'entrée entre +1,5V et +5,5V. Grâce à leur rendement élevé (jusqu'à 99,9%), à leurs composants externes de faible taille et à leur mode veille de 1nA à commande logique, ces composants sont parfaits pour les convertisseurs de tension sur batterie et sur carte. Dans une application typique d'un MAX1720/MAX1721, le circuit génère une tension d'alimentation analogique sous -3,3V à partir d'une alimentation logique sous +3,3V.

Le MAX1720 fonctionne à 12kHz avec un courant de repos de 50 $\mu$ A, tandis que le MAX1721 fonctionne à 125kHz. Les deux composants comprennent un oscillateur et quatre commutateurs de puissance MOSFET internes. Tous deux peuvent fournir un courant de sortie continu de 25mA.

Dans le cas d'applications ne nécessitant pas de mode veille, vous pouvez utiliser les inverseurs de tension MAX870/MAX871 et les MAX828/MAX829 compatibles broche à broche, lesquels sont offerts dans des boîtiers SOT23 5 broches. Offerts dans un minuscule boîtier  $\mu$ MAX, les MAX860/MAX861 fournissent un courant atteignant 50mA et peuvent fournir encore plus de puissance. Également en boîtier  $\mu$ MAX, le MAX868 produit des sorties régulées jusqu'à -2V<sub>IN</sub>.

Les MAX1720/MAX1721 sont disponibles en boîtiers SOT23 6 broches.

## LE PLUS FORT RENDEMENT AVEC LES PLUS PETITS CONDENSATEURS



## Emetteurs-récepteurs RS-232 sous 3V/5V avec protection ESD à $\pm$ 15kV sans composant externe

Les MAX3233E/MAX3235E sont des émetteurs-récepteurs RS-232 doubles avec protection améliorée contre les décharges électrostatiques (ESD). Les MAX3233E/MAX3235E sont des interfaces de communication EIA/TIA-232 et V.28/V.24 alimentées sous +3,3V/+5V avec des fonctions automatiques de mise en veille et de réveil, des capacités de transmission à fort débit et une protection améliorée contre les ESD. Toutes les sorties d'émetteur et les entrées de récepteur sont protégées jusqu'à  $\pm$ 15kV selon la méthode IEC 1000-4-2 de décharge avec espacement, jusqu'à  $\pm$ 8kV selon la méthode IEC 1000-4-2 de décharge avec contact ou jusqu'à  $\pm$ 15kV selon le modèle du corps humain.

Les deux composants ont des pompes de charge doubles ne nécessitant aucun condensateur externe. Ils ont un étage de sortie transmission à faible chute, permettant d'avoir de véritables caractéristiques RS-232 à partir d'une alimentation sous +3,0V à +3,6V (MAX3233E) ou à partir d'une alimentation sous +4,5V à +5,5V (MAX3235E). Le courant d'alimentation de ces deux composants est de 1 $\mu$ A grâce à la nouvelle fonction Maxim AutoShutdown Plus™. De plus, la vitesse de transmission à 250kbits/s est garantie.

Les MAX3233E/MAX3235E sont disponibles dans les plages de température commerciale (0°C à +70°C) et industrielle étendue (-40°C à +85°C), dans des boîtiers DIP ou SO 20 broches.

*AutoShutdown Plus et une marque déposée de Maxim Integrated Products.*



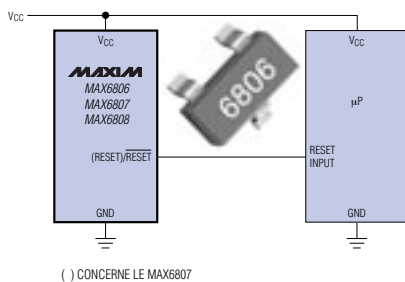
# PRODUITS NOUVEAUX

## Premiers moniteurs de tension SC70 n'occupant virtuellement aucun espace sur la carte

Les MAX6806/MAX6807/MAX6808 sont les premiers moniteurs de tension disponibles dans un minuscule boîtier SC70 (ce nouveau boîtier mesure seulement 2,0x2,1mm, soit presque la moitié d'un SOT). En validant une sortie RESET, ces composants signalent au microprocesseur ou au microcontrôleur lorsque la tension d'alimentation descend sous une valeur prédéterminée. Une entrée réinitialisation manuelle, disponible dans le boîtier SOT143 4 broches, permet d'avoir des réinitialisations de système à partir d'une source externe. Puisqu'ils ne nécessitent aucun composant externe, ces CI améliorent les coûts et la fiabilité d'un système.

Ces composants précis à  $\pm 2\%$  ont une hystérésis intégrée qui garantit une commutation stable. Le MAX6806 propose une sortie RESET push-pull active au niveau bas, tandis que le MAX6807 propose une sortie RESET push-pull active au niveau haut et que le MAX6808 propose une sortie RESET à drain ouvert active au niveau bas. Tous ces composants sont disponibles en versions dotées de seuils de réinitialisation de 2,6V ou 4,6V. Le MAX6808 est aussi disponible en version sous 2,3V.

Les boîtiers offerts sont le SC70 3 broches, le SOT23 3 broches et le SOT143 4 broches (avec réinitialisation manuelle).



## ATI SiGe 2,5Gbits/s sous 3,3V

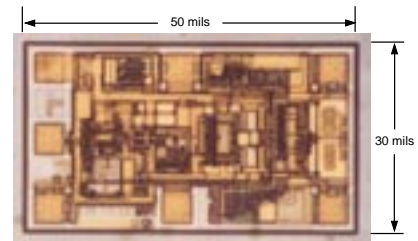
Le MAX3267 (2,5Gbits/s) et le MAX3266 (1,25Gbits/s) sont des amplificateurs à transimpédance (ATI) qui ont été développés avec une technologie SiGe pour offrir des performances élevées avec une faible consommation (86mW sous 3,3V) et un faible coût. Ce sont les premiers amplificateurs à transimpédance SiGe offerts pour les systèmes à fibre optique. Utilisés dans des applications Gigabit Ethernet et de récepteurs avec canaux en fibre optique, ces amplificateurs à gain élevé convertissent le courant de sortie des photodétecteurs en tensions de sortie utilisables.

Les MAX3266/MAX3267 consomment uniquement 86mW sous 3,3V, ce qui est 5 à 10 fois inférieur aux circuits concurrents. Le MAX3267 de 2,5Gbits/s possède une largeur de bande de 1900MHz, un bruit référencé en entrée de 485nA et une transimpédance de 1900 $\Omega$ . Sa dynamique optique typique s'étend de -21dBm à 0dBm dans une configuration ondes courtes de 850nm, ou de -24dBm à -3dBm avec une configuration ondes longues de 1300nm.

Le MAX3266 de 1,25Gbits/s possède une largeur de bande de 920MHz avec un bruit de 200nA et une transimpédance de 2800 $\Omega$ . Sa dynamique optique typique s'étend de -24dBm à 0dBm dans une

configuration ondes courtes, ou de -27dBm à -3dBm avec une configuration ondes longues. La vaste dynamique de ces composants procure une marge de conception variant entre 3dB et 6dB par rapport aux exigences de la norme Gigabit Ethernet. Cette caractéristique permet d'avoir un rendement de fabrication plus élevé en ce qui concerne l'assemblage des récepteurs optiques.

Les deux ATI mesurent seulement 50x30mils, tandis que leurs condensateurs de compensation intégrés et d'encombrement réduit et les résistances de filtrage de photodiode permettent un assemblage dans des boîtiers de type TO. Offerts sous forme de puce ou dans un boîtier SO 8 broches, les MAX3266/MAX3267 ont un brochage identique pour faciliter les mises à niveau avec rendement amélioré. Des kits d'évaluation assemblés (MAX3266EVKIT et MAX3267EVKIT) sont disponibles pour raccourcir les délais de conception.



MAX3267

## Convertisseur série/parallèle 1/16 SDH/SONET 2,488Gbits/s

Le MAX3880 est un convertisseur série/parallèle 1/16 offrant une récupération des impulsions d'horloge tout en convertissant des données série à 2,488Gbits/s en données parallèle à 155Mbits/s avec une largeur de 16 bits pour les applications SDH/SONET. Fonctionnant à partir d'une alimentation simple sous +3,3V, il accepte les données série circulant à haute vitesse, tout en offrant des sorties parallèles de données et d'horloge avec un format de signal différentiel à tension faible (LVDS). La puissance de fonctionnement est de 920mW.

Le MAX3880 comprend une récupération des impulsions d'horloge à faible consommation et une fonction de resynchronisation de données pour les applications à 2,488Gbits/s, ainsi qu'une entrée série supplémentaire à 2,488Gbits/s

pour les tests de diagnostic de système en boucle inversée. Sa boucle asservie en phase entièrement intégrée récupère un signal d'horloge synchrone depuis une entrée de données NRZ série. Les niveaux d'instabilité sont en deçà de toutes les spécifications SDH/SONET. Le composant comprend aussi un moniteur de perte d'asservissement compatible TTL et une entrée de synchronisation LVDS qui valide le recadrage et le réaligement des données.

Le MAX3880 est disponible dans un boîtier TQFP EP (Exposed Paddle) 64 broches.



# PRODUITS NOUVEAUX

## Commande laser SDH/SONET 622Mbits/s avec contrôle de puissance automatique

Le MAX3668 est un contrôleur laser complet pour applications SDH/SONET jusqu'à 622Mbits/s. Il fonctionne à partir d'une alimentation simple sous +3,3V à +5V et consomme seulement 38mA sous 3,3V. Il accepte les entrées PECL différentielles, il fournit des courants de modulation et de polarisation et il fonctionne de -40°C à +85°C. Ce composant respecte toutes les spécifications SONET/SDH Bellcore, ITU et ANSI.

La contre-réaction interne pour le contrôle automatique de la puissance (CAP) maintient une puissance optique moyenne constante en température. Pour faciliter l'utilisation, le courant de modulation est programmable entre 5mA et 75mA, alors que le courant de polarisation est programmable entre 1mA et 80mA. Le MAX3668 comprend également une commande ENABLE et une sortie FAIL qui indique lorsque la boucle CAP est incapable de maintenir la puissance optique moyenne.

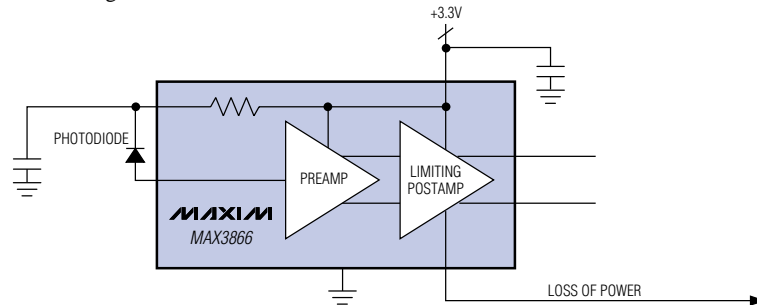
Le MAX3668 est offert sous forme de puce, ainsi que dans un boîtier TQFP carré de 5mm.

## Amplificateur à transimpédance/ limitation 2,5Gbits/s sous 3,3V, dissipation 165mW

Le MAX3866 combine un amplificateur à transimpédance avec un amplificateur de limitation, ce qui permet d'éliminer un circuit dans les applications SDH/SONET. Fonctionnant à 2,488Gbits/s, ce composant consomme seulement 165mW avec une alimentation sous +3,3V, ce qui équivaut à moins de la moitié de la puissance requise dans des circuits comparables avec des composants discrets. Ce composant procure une sensibilité d'entrée dépassant -22dBm. Il offre aussi un taux d'erreur de  $10^{-10}$  bits, dans la mesure où la sensibilité d'entrée est inférieure ou égale à -22dBm.

Le MAX3866 garantit une capacité de dépassement d'au moins 1,4dBm. Conjointement avec la sensibilité d'entrée de -22dBm, cette vaste plage d'entrée convient aux applications de communication sur des distances courtes ou longues. La bande d'entrée analogique d'entrée très large (1,8GHz) optimise le MAX3866 pour les applications de 2,488Gbits/s sans augmentation du bruit. Un indicateur de perte de puissance (PDP) programmable TTL surveille la puissance de la ligne, tandis qu'une hystérésis PDP (3dB) élimine les faux déclenchements.

Le MAX3866 est disponible sous forme de puce, avec des caractéristiques garanties pour des températures de jonction se situant entre -40°C et +120°C.

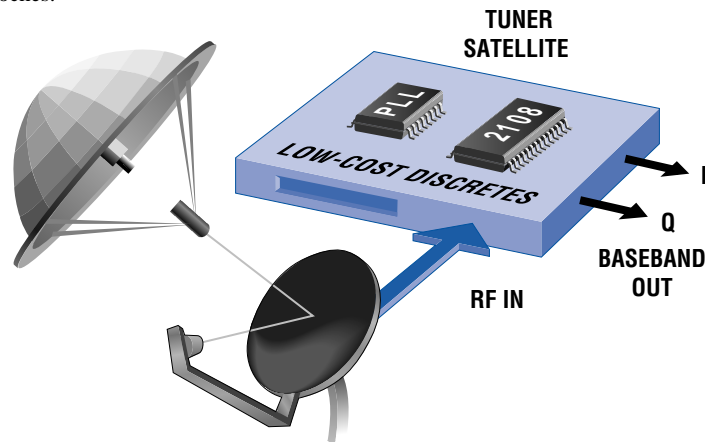


## Tuner satellite FI zéro et IIP3 de 8dBm réduisant le coût des systèmes

Le MAX2108 est un circuit tuner satellite numérique à FI zéro qui exécute une conversion-abaissement directe des signaux de bande L en canaux I/Q de la bande de base. Si on le compare à l'approche traditionnelle Superhet, ce composant réduit considérablement le coût d'un système en éliminant un oscillateur local FI, un mélangeur FI et un filtre SAW.

L'interception IP3 en entrée élevée (8dBm au gain minimum) permet à l'entrée RF d'être directement reliée au connecteur F d'un câble de 75Ω, à l'aide d'un réseau apparié, sans qu'il soit nécessaire d'utiliser un amplificateur et un atténuateur à diode pin.

Chaque CI comprend également un amplificateur faible bruit avec contrôle automatique du gain, des mélangeurs convertisseurs abaisseurs I/Q, un translateur de phase de 90° et des buffers de bande de base. Le MAX2108 est spécifié pour la plage de température commerciale (0°C à +70°C) et il est offert dans un boîtier QSOP 24 broches.



# PRODUITS NOUVEAUX

## Amplificateurs de puissance silicium 250mW/900MHz avec contrôle de gain A/N

Les MAX2232/MAX2233 sont des amplificateurs de puissance (PA) en silicium à faible tension de 900MHz et 250mW offrant un contrôle du gain analogique et numérique (A/N). Le MAX2232 offre une plage de 24dB continuellement réglable, tandis que le MAX2233 offre deux pas discrets de 10dB, grâce à un CNA 2 bits interne de contrôle du gain programmable. Les deux composants peuvent fournir une puissance de sortie de 250mW (+24dBm) à 915MHz à partir d'une alimentation simple sous +3,6V, avec un rendement de puissance supplémentaire de 44%.

Les MAX2232/MAX2233 présentent également une sortie avec montée contrôlée. Durant une mise sous tension ou une mise hors tension, la sortie RF est contrôlée par un condensateur externe pour obtenir une montée/descente graduelle, de façon à minimiser les rayonnements ou les débordements de fréquence parasites. Un mode veille à faible consommation réduit le courant d'alimentation à 0,2µA, afin d'économiser de l'énergie durant les intervalles d'attente dans les systèmes AMRT. En outre, la fonction de mise en mode veille thermique protège le PA contre les températures excessives.

Ces PA sont conçus pour les applications économiques en bande ISM à 868MHz/900MHz. Ils fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V, éliminant la polarisation négative et la circuiterie de séquençage nécessaire dans les montages MESFET GaAs. Ces composants sont offerts dans un petit boîtier Power QSOP 16 broches à caractéristiques thermiques améliorées. Des kits d'évaluation entièrement assemblés sont également disponibles pour aider à réduire les délais de conception (MAX2232EVKIT/MAX2233EVKIT).



## Capteur de température en SOT avec capacité multipoints (jusqu'à huit CI sur un seul fil)

Le MAX6575L/H est un capteur de température proposant une interface numérique unifilaire unique permettant à un microprocesseur de s'interfacer avec un maximum de huit capteurs sur une seule ligne de commande. Les températures sont évaluées en mesurant l'intervalle entre le flanc descendant d'une impulsion de déclenchement externe et le flanc descendant des intervalles particuliers au composant. Les divers capteurs d'une même ligne d'E/S utilisent des multiplicateurs de temporisation différents pour éviter les chevauchements de signal.

Le MAX6575L/H offre une précision d'au moins  $\pm 3^{\circ}\text{C}$  ( $\pm 0,8^{\circ}\text{C}$  typ.) à  $+25^{\circ}\text{C}$  et une précision d'au moins  $\pm 5^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ . Il fonctionne à partir d'une alimentation sous +2,7V à +5,5V et utilise un courant d'alimentation de seulement 150µA. Le MAX6575L/H est donc idéal pour les équipements portatifs sur batterie.

La version MAX6575L offre quatre plages d'intervalle inférieures à 50ms, alors que la version MAX6575H offre quatre plages d'intervalle supérieures à 50ms. Ces intervalles sont sélectables avec les deux broches de temporisation de chaque composant.

Les MAX6575LZUT/MAX6575HZUT sont offerts dans un boîtier SOT23 6 broches à encombrement réduit dont le fonctionnement est garanti sur la plage de température automobile ( $-40^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ ).

## Capteur de température local/distant à deux alarmes avec interface SMBus

Le MAX1619 est le premier capteur de température distant avec des sorties d'alarme doubles à distance, dont une peut être utilisée pour activer la commande du ventilateur d'une UC sans intervention du système. Le MAX1619 est un thermomètre numérique précis (précision de  $3^{\circ}\text{C}$  à distance et  $2^{\circ}\text{C}$  localement) qui mesure la température du circuit directement avec une diode thermique d'UC intégrée, remplaçant ainsi les thermistances et thermocouples habituellement utilisés. Cette technologie permet d'avoir des fréquences d'horloge maximales tout en respectant l'enveloppe thermique de l'UC. La sortie indiquant une surchauffe à distance est une sortie à drain ouvert non latchée qui se comporte comme un thermostat, dans le sens où elle peut directement commander un ventilateur pour

réduire la température, améliorer le rendement et protéger les ordinateurs blocs-notes contre les surcharges thermiques destructrices.

L'interface série bifilaire accepte les commandes SMBus™ Write Byte, Read Byte, Send Byte et Receive Byte pour programmer les seuils d'alarme et lire les informations de température. Les mesures peuvent être prises automatiquement et de façon autonome, avec un taux de conversion programmé par l'utilisateur ou programmé pour fonctionner dans un mode simple conversion.

Le MAX1619 est offert dans un boîtier QSOP 16 broches à encombrement réduit et il est garanti pour la plage de température militaire ( $-55^{\circ}\text{C}$  à  $+125^{\circ}\text{C}$ .) De plus, un kit d'évaluation préassemblé (MAX1619EVKIT) est disponible avec les composants externes recommandés pour réduire les délais de conception.